СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие 3

Глава первая. **Ферритовые сердечники с непрямоугольной петлей гистерезиса** 4

1. Электромагнитные процессы перемагничивания сердечника импульсного трансформатора в статическом режиме 4
   - а) Перемагничивание ферритового сердечника с НПГ на частном несимметричном цикле гистерезиса . . 4
   - б) Температурные характеристики ферритовых сердечников с НПГ 8
   - в) Выбор режима работы и контроля сердечников для импульсных трансформаторов 13
   - г) Параметры ферритового сердечника с НПГ в режиме однополярного намагничивания 14
   - д) Расчет поля намагничивания сердечника при заданном перепаде индукции с учетом разброса характеристик сердечников, измеренных при заданном поле 19
   - е) Статические характеристики ферритовых сердечников с НПГ при наличии зазора 23
2. Переходные процессы намагничивания сердечника в импульсном режиме 30
   - а) Схема замещения ферритового сердечника с НПГ при работе в импульсном режиме 30
   - б) Общий случай намагничивания ферритовых сердечников с НПГ от источника с конечным значением внутреннего сопротивления 33
   - в) Намагничивание ферритовых сердечников в режиме воздействия импульсов напряжения 35
   - г) Намагничивание ферритовых сердечников с НПГ в режиме воздействия прямоугольных импульсов тока 39
   - д) Намагничивание ферритовых сердечников с НПГ импульсом напряжения неидеально прямоугольной формы 41
   - е) Намагничивание ферритового сердечника с НПГ импульсом тока неидеально прямоугольной формы . . 46
   - ж) Потери энергии в ферритовом сердечнике с НПГ при однополярном намагничивании 50
   - з) Нагревание сердечника с НПГ при намагничивании и предельная частота работы 53
   - и) Параметры сердечника импульсного трансформатора 56
3. Методы контроля ферритовых сердечников с НПГ . . 57
   - а) Контроль статических характеристик сердечника при перемагничивании на частном несимметричном цикле 57
   - б) Контроль статических и импульсных характеристик сердечников при перемагничивании импульсами напряжения 58

в) Влияние неидеально прямоугольной формы импульсов напряжения и конечного значения внутреннего сопротивления генератора на точность измерения параметров сердечников 63
г) Применение интегрирующей цепочки для увеличения точности измерений 66
д) Автоматический контроль проницаемости частного цикла сердечников 68
е) Методика производственного контроля сердечников марки 1100НМИ и 350ННИ 71

Глава вторая. **Миниатюрные импульсные трансформаторы** 72

4. Электромагнитные параметры ИТ 72
а) Общие требования к параметрам ИТ 72
б) Расчет тока намагничивания трансформатора с учетом разброса параметров сердечников в диапазоне температур 73
в) Расчет максимально допустимой площади передаваемых импульсов и частоты их повторения . . . 75
5. Расчет переходного процесса в цепи ИТ с учетом потоков рассеяния по принципиальной и эквивалентной схемам 76
а) Расчет переходного процесса в цепи ИТ . . . 76
б) Физическая сущность индуктивности рассеяния и взаимосвязь способа ее определения с выбором эквивалентной схемы замещения трансформаторной цепи 82
в) Расчет переходного процесса в цепи, содержащей различные эквивалентные схемы замещения трансформатора 85
г) Экспериментальное исследование индуктивности рассеяния разновитковых обмоток 88
6. Расчет переходного процесса в цепи ИТ с учетом всех паразитных параметров 91
а) Паразитные параметры ИТ 91
б) Полная эквивалентная схема ИТ 92
в) Процесс нарастания фронта импульса 93
г) Плоская вершина импульса 94
д) Срез импульса и обратный ход 95
7. Методы контроля миниатюрных ИТ 95
а) Измерение тока намагничивания 95
б) Измерение коэффициента трансформации . . . 97
в) Измерение междуобмоточной емкости и индуктивности рассеяния 98
8. Вопросы конструирования и применения ИТ . . . 99
а) Ряды ИТ типа И, ОСИ, ТИГ, ТИМ, БТИ . . . 99
б) Выбор материала сердечника 108
в) Проектирование рядов ИТ 110
г) Вопросы использования ИТ в электронных схемах 114
Список литературы 117

НАТАЛЬЯ БОРИСОВНА БАЛБАШОВА

МИНИАТЮРНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ НА ФЕРРИТОВЫХ СЕРДЕЧНИКАХ

Редактор *М. В. Немцов*
Редактор издательства *Г. П. Китаева*
Технический редактор *Г. Г. Самсонова*
Корректор *З. Б. Драновская*

Сдано в набор 19/V 1976 г. Подписано к печати 25/VIII 1976 г. Т-15745
Формат 84 × 108[1]/32 Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 6,30
Уч.-изд. л. 7,71 Тираж 12 000 экз. Зак. 652 Цена 41 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Балбашова Н. Б.

Б 20 Миниатюрные импульсные трансформаторы на ферритовых сердечниках. М., «Энергия», 1976.

120 с. с ил. (Б-ка по автоматике. Вып. 562).

Книга посвящается ферритовым сердечникам с непрямоугольной петлей гистерезиса и миниатюрным импульсным трансформаторам. Рассматриваются магнитные свойства и характеристики ферритовых сердечников, даются достаточно простые методы расчета цепей, содержащих ферритовые сердечники. Рассматриваются особенности различных источников импульсов, методы контроля параметров сердечников, а также электромагнитные параметры импульсных трансформаторов, методы их контроля и особенности конструирования.

Книга предназначена для инженеров и научных работников, специализирующихся в области разработки импульсных трансформаторов и магнитных материалов, а также в области разработки импульсных и цифровых устройств на полупроводниковых элементах и интегральных микросхемах.

Б $\frac{30407-464}{051(00)-76}$ 111-76 6Ф.7

ПРЕДИСЛОВИЕ

Ферритовые сердечники и импульсные трансформаторы находят широкое применение в современных электронных схемах.

Несмотря на то, что с момента появления миниатюрных импульсных трансформаторов с магнитопроводом из ферритового матернала прошел довольно большой срок, в настоящее время ощущается недостаток специальной литературы, посвященной их конструированию, изучению характеристик и параметров, обоснованию методов контроля.

В данной работе сделана попытка рассмотреть и систематизировать наиболее существенные вопросы, возникающие при разработке, контроле параметров и работе в электронных схемах ферритовых сердечников с непрямоугольной петлей гистерезиса (НПГ) и импульсных трансформаторов.

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ФЕРРИТОВЫЕ СЕРДЕЧНИКИ С НЕПРЯМОУГОЛЬНОЙ ПЕТЛЕЙ ГИСТЕРЕЗИСА

1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ СЕРДЕЧНИКА ИМПУЛЬСНОГО ТРАНСФОРМАТОРА В СТАТИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

а) Перемагничивание ферритового сердечника с НПГ на частном несимметричном цикле гистерезиса

В качестве материала для сердечников миниатюрных импульсных трансформаторов (ИТ) используются, как правило, магнитномягкие ферриты и пермаллоевые ленты, т. е. магнитные материалы, имеющие непрямоугольную петлю гистерезиса (НПГ).

Основной особенностью импульсного режима работы сердечника является процесс его однополярного намагничивания на частиом несимметричном цикле гистерезиса (рис. 1,*а*, *б*), который изучен значительно менее полно [1—8], чем симметричный цикл гистерезиса.

При одной и той же величине и полярности намагничивающего импульса перемагничивание сердечника может происходить по различным частным петлям гистерезиса в зависимости от величины исходного состояния остаточной индукции, т. е. из-за влияния предыстории. На рис. 1,*а* приведены частные циклы гистерезиса

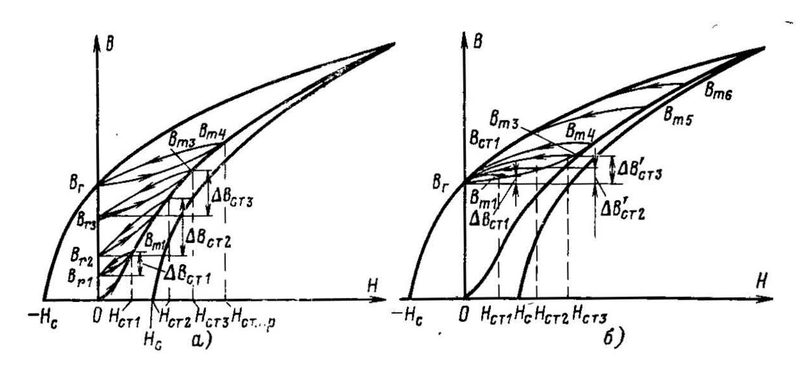


Рис. 1. Перемагничивание сердечника по петлям гистерезиса частных циклов.

полностью размагниченного сердечника — до начала каждого из намагничивающих полей остаточная индукция была равна нулю. Петли гистерезиса каждого из частных циклов имеет максимальную индукцию B_{m1}, B_{m2}, B_{m3} и остаточную индукцию B_{r1}, B_{r2}, B_{r3}, определяемую н. с. статического поля намагничивания $H_{ст1}$, $H_{ст2}$, $H_{ст3}$. Соответственно перепад индукции частного цикла будет характеризоваться значениями $\Delta B_{ст1}$, $\Delta B_{ст2}$, $\Delta B_{ст3}$. Начиная с некоторого поля $H_{ст.пр}$ остаточная индукция частного цикла остается неизменной при дальнейшем увеличении поля намагничивания и равна остаточной индукции предельного цикла B_r. На рис. 1,*б* показаны частные циклы гистерезиса при тех же значениях напряженности намагничивающих полей $H_{ст1}$, $H_{ст2}$, $H_{ст3}$, что и на рис. 1,*а*, при условии, что до испытаний сердечник был намагничен до насыщения. Перепады индукции петель частного цикла $\Delta B'_{ст1}$, $\Delta B'_{ст2}$, $\Delta B'_{ст3}$ намагниченного сердечника меньше, чем у размагниченного, за счет большей остаточной индукции.

Таблица 1

Взаимосвязь статических параметров симметричной предельной петли гистерезиса и частных циклов

Марка феррита	B_m, сТ	B_r, сТ	H_c, А/см	$\Delta B'_{ст}/\Delta B_{ст}$	$H_{ст.пр}$, А/см
1100НМИ	25	10	0,08	0,9	0,85
1500НМ3	25	7,4	0,16	0,9	1,2
1000НМ1	29	8	0,12	0,9	1,2
2000НМ3	17,6	8	0,24	0,77	1,8
350ННИ	25	15	0,36	0,7	2,0

В табл. 1 приведены параметры симметричной петли гистерезиса B_m, B_r, H_c ($H_m = 10\ H_c$), отношение перепада индукции предельного частного цикла $\Delta B'_{ст}$ к перепаду индукции размагниченного сердечника $\Delta B_{ст}$ при одной и той же напряженности поля намагничивания (0,4 А/см) и минимальное поле намагничивания предельного цикла $H_{ст.пр}$ для нескольких марок ферритов.

Анализ табл. 1 показывает, что чем меньше остаточная индукция материала B_r и коэрцитивная сила H_c, тем в меньшей степени отличаются перепады индукции намагниченного и размагниченного сердечников. Кроме того, чем меньше коэрцитивная сила, тем меньше величина поля намагничивания предельного цикла $H_{ст.пр}$. С точки зрения уменьшения влияния предыстории в качестве сердечников импульсных трансформаторов следует применять материалы с малыми значениями B_r и H_c. Хорошим примером того, как с уменьшением величины остаточной индукции B_r уменьшается влияние предыстории, является почти полное отсутствие этого влияния в разъемных сердечниках.

Таким образом, за счет влияния предыстории сердечник в импульсном трансформаторе может иметь параметры, отличающиеся от полученных в размагниченном состоянии, и это отличие может быть тем больше, чем больше B_r и H_c.

На практике могут встречаться не только полностью размагниченное исходное состояние сердечника или состояние, соответствующее остаточной индукции B_r, но и масса промежуточных состояний.

На изменение исходного состояния намагниченности сердечника могут влиять такие факторы, как случайное воздействие на сердечник поля большего, чем рабочее; временная работа сердечника при повышенной температуре, когда из-за уменьшения B_r и H_c предельный цикл достигается при меньших полях; изменение полярности подключения намагничивающей обмотки. В дальнейшем, если это не будет оговорено специально, будут рассматриваться характеристики размагниченных сердечников.

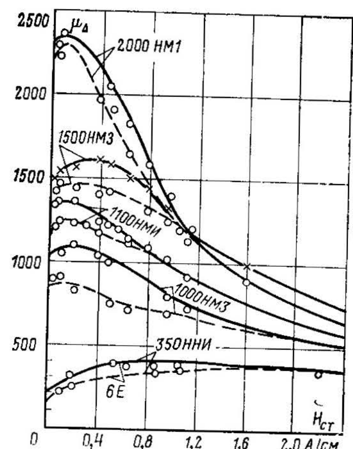


Рис. 2. Зависимость $\mu_\Delta(H_{ст})$ размагниченного сердечника (сплошная линия) и $\mu'_\Delta(H_{ст})$ предельного частного цикла (пунктирная линия).

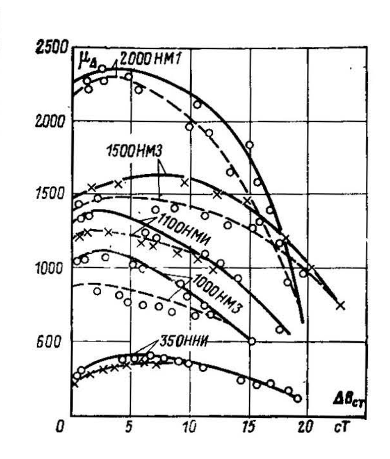


Рис. 3. Зависимость $\mu_\Delta(\Delta B_{ст})$ размагниченного сердечника (сплошная линия) и $\mu'_\Delta(\Delta B_{ст})$ предельного частного цикла (пунктирная линия).

Основным параметром статической петли гистерезиса частного цикла является средняя проницаемость:

$$\mu_\Delta = \frac{\Delta B_{ст}}{\mu_0 H_{ст}} = \frac{B_m - B_r}{\mu_0 H_{ст}}. \qquad (1)$$

Основной характеристикой магнитного сердечника с НПГ при однополярном намагничивании является зависимость $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, которая позволяет найти характеристики сердечника $\mu_\Delta(H_{ст})$, $\mu_\Delta(\Delta B_{ст})$ и $H_{ст}(\Delta B_{ст})$.

На рис. 2—5 приведены характеристики ферритовых сердечников с НПГ марок 1500НМ3, 2000НМ, 1100НМИ, 1000НМ1, 350ННИ. Все приведенные зависимости в большей или меньшей степени нелинейны для всех приведенных марок ферритовых сердечников. В связи с этим контроль сердечника при каком-либо одном заданном значении поля или перепада индукции не может обеспечить одинаковость его параметров в произвольно выбранном рабочем режиме. Для того чтобы обеспечить заданные параметры сердечника

в любом режиме работы, необходимо контролировать всю зависимость $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, что весьма трудоемко. Другой вариант заключается в том, чтобы выбрать определенный рабочий участок зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ и производить контроль параметров сердечника только на этом участке, в этом случае режимы контроля и работы сердечника должны совпадать.

Ферритовый сердечник с НПГ чаще всего применяется в двух импульсных режимах, близких к идеализированным: в режиме воздействия импульсов напряжения и в режиме воздействия импульсов тока.

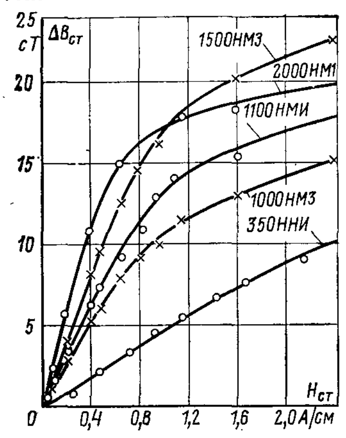


Рис. 4. Зависимость $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ ферритовых сердечников с НПГ нескольких марок.

Рис. 5. Зависимость $H_{ст}(\Delta B_{ст})$ ферритовых сердечников с НПГ нескольких марок.

Режим воздействия импульсов напряжения характеризуется созданием в сердечнике постоянного перепада индукции $\Delta B_{ст}$. Это режим работы и проверки импульсного трансформатора. Параметры сердечника в этом режиме характеризуются зависимостью проницаемости частного цикла от перепада индукции:

$$\mu_\Delta(\Delta B_{ст}) = \frac{\Delta B_{ст}}{\mu_0 H_{ст}(\Delta B_{ст})}$$

или поля намагничивания от перепада индукции (см. рис. 3, 5):

$$H_{ст}(\Delta B_{ст}) = \frac{\Delta B_{ст}}{\mu_0 \mu_\Delta(\Delta B_{ст})}.$$

Режим воздействия импульсов тока характеризуется созданием в сердечнике постоянной амплитуды поля намагничивания. Параметры сердечника в этом режиме определяются зависимостью $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ и

$$\mu_\Delta(H_{ст}) = \frac{\Delta B_{ст}(H_{ст})}{\mu_0 H_{ст}}$$

(см. рис. 2, 4).

Таким образом, расчет параметров импульсного трансформатора в различных режимах работы производится с использованием соответствующих зависимостей.

На основании изложенного можно сделать следующие выводы:

1. Режим работы сердечника в импульсном трансформаторе должен находиться в области полей, где влияние предыстории на параметры сердечника незначительно.

2. Параметры симметричной петли гистерезиса, остаточная индукция и коэрцитивная сила должны быть малы, чтобы уменьшить влияние предыстории.

3. Методику контроля необходимо строить таким образом, чтобы учесть степень влияния предыстории в проверяемом сердечнике.

4. Ввиду нелинейности зависимостей $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, $\mu_\Delta(H_{ст})$ и $H_{ст}(\Delta B_{ст})$ проверка сердечника при каком-либо одном заданном поле или перепаде индукции не обеспечивает одинаковость его параметров при произвольно выбранном режиме работы.

б) Температурные характеристики ферритовых сердечников с НПГ

Температурный диапазон работы импульсных трансформаторов очень широк, поэтому исследование их температурных характеристик имеет немаловажное значение.

Рассмотрим вопрос о связи температурных изменений проницаемости μ_Δ с температурными изменениями параметров симметричной петли гистерезиса, технологические способы управления которыми достаточно хорошо известны.

Определим взаимосвязь температурных зависимостей параметров симметричной петли гистерезиса B_m, B_r и H_c с температурными зависимостями проницаемости частотного цикла μ_Δ. С этой целью проанализируем температурные характеристики параметров симметричной петли гистерезиса из [5], добавив расчетные значения $\Delta B_{ст}=$ $=B_m-B_r$, коэффициента прямоугольности $K_{пр}=B_r/B_m$ и температурных изменений — Δ, %, всех этих величин.

В табл. 2 приведены параметры B_m, B_r, H_c ($H_m=10H_c$) [5] и рассчитанные параметры $k_{пр}$, μ_Δ, Δ, %, для ферритов марки 1500НМ2. Из табл. 2 видно, что в области малых полей температурные изменения H_c и μ_Δ почти везде имеют один и тот же знак. В связи с этим можно сделать предположение, что такое соответствие не случайно и может быть объяснено следующим образом. Увеличение коэрцитивной силы с изменением температуры уменьшает относительную величину поля намагничивания $H_{ст}/H_c$, т. е. измерение проницаемости μ_Δ происходит как бы при меньшем поле намагничивания, где проницаемость выше, поэтому и температурное изменение μ_Δ получается также в сторону увеличения. Уменьшение коэрцитивной силы влечет за собой обратные явления.

Температурное изменение коэрцитивной силы не всегда является преобладающим фактором, влияющим на изменение μ_Δ, так как не всегда с изменением поля намагничивания μ_Δ резко меняется, как, например, в области технического насыщения.

Взаимосвязь статических параметров симметричной петли гистерезиса и проницаемости μ_Δ ферритовых сердечников марки 1500НМ3

H, А/см	Параметр сердечника	+20°C	–60°C		+100°C	
		Значение параметра	Значение параметра	Δ, %	Значение параметра	Δ, %
0,16	B_m, сТ	4,4	4,0	–9,1	5,2	+18,2
	B_r, сТ	0,3	0,3	0	0,5	+66,5
	H_c, А/см	0,12	0,12	0	0,023	82
	$k_{пр}$	0,068	0,075	+10,3	0,096	41
	μ_Δ	2050	1850	–9,75	2350	14,7
0,24	B_m, сТ	7,0	6,6	–5,7	8,4	+20
	B_r, сТ	0,6	0,6	0	2	+234
	H_c, А/см	0,02	0,016	–20	0,047	+135
	$k_{пр}$	0,055	0,091	+6,45	0,238	+179
	μ_Δ	2140	2000	–6,55	2140	0
0,4	B_m, сТ	12,8	12,4	–3,12	14	+9,4
	B_r, сТ	2,3	2,3	0	4	+74
	H_c, А/см	0,072	0,0664	–8,4	0,089	+23,6
	$k_{пр}$	0,18	0,185	+2,8	0,285	+103
	μ_Δ	2100	2020	–3,8	2000	–5
0,8	B_m, сТ	22,3	22,6	+1,35	19	–14,2
	B_r, сТ	6,4	5,6	–12,5	7	+9,35
	H_c, А/см	0,1432	0,1376	–3,9	0,125	–15,7
	$k_{пр}$	0,288	0,248	–13,9	0,37	+28,5
	μ_Δ	1590	1700	+6,9	1200	–24,5
2,4	B_m, сТ	30,6	34	+11,1	22,7	–25,9
	B_r, сТ	8,4	7,5	–10,7	7	–16,7
	H_c, А/см	0,203	0,227	+11,8	0,141	–30,6
	$k_{пр}$	0,275	0,22	–19,3	0,31	+12,8
	μ_Δ	740	880	+18,9	525	–29
8	B_m, сТ	33,2	41,5	+25	24	–24
	B_r, сТ	8,6	9,7	+12,8	7	–18,6
	H_c, А/см	0,213	0,296	+39	0,132	–38
	$k_{пр}$	0,26	0,234	–10	0,292	+12,3
	μ_Δ	246	318	+29,3	170	–31

Вторым параметром симметричной петли гистерезиса, который может влиять на температурное изменение μ_Δ, является изменение его прямоугольности. Если при изменении температуры симметричная петля становится более прямоугольной, то проницаемость μ_Δ уменьшается. Это соответствие хорошо подтверждается для участка насыщения почти всех марок ферритов.

На основании анализа взаимосвязи температурных изменений проницаемости μ_Δ и параметров симметричной петли гистерезиса при разработке температуростабильных марок ферритов импульсного применения нужно стремиться получить материал с малым изменением коэрцитивной силы и коэффициента прямоугольиости симметричной петли гистерезиса в заданном диапазоне температур. Кроме того, желательно, чтобы влияние температурных изменений этих величин на изменение проницаемости μ_Δ взаимно компенсировалось.

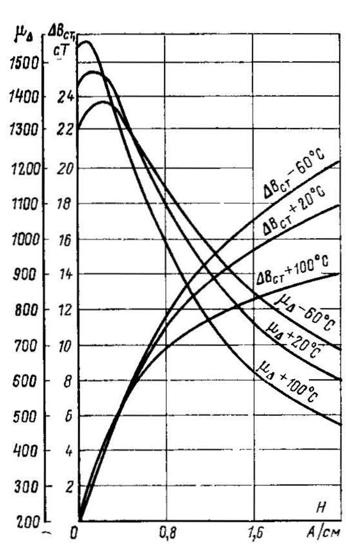


Рис. 6. Зависимость $\mu_\Delta(H_{ст})$ и $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ сердечинка марки 1100НМИ.

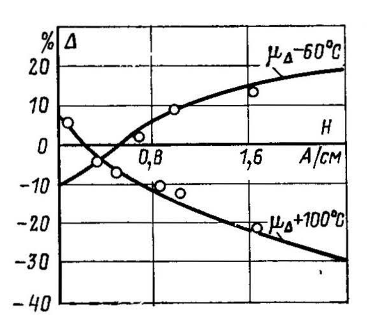


Рис. 7. Температурное измеиение зависимости $\mu_\Delta(H_{ст})$, %.

Из сказанного также следует, что достижение температурной стабильности начальной проницаемости не гарантирует температурную стабильность проницаемости частного цикла в широком диапазоне полей и индукций.

Исследование характеристик $\mu_\Delta(H_{ст})$, $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, $\mu_\Delta(\Delta B_{ст})$ и $H_{ст}(\Delta B_{ст})$ большого числа партий ферритовых сердечников разных марок показало, что температурные изменения этих характеристик нелинейно завнсят как от приложенного поля или перепада индукции, так и от изменения температуры.

На рис. 6 и 8 приведены усредненные зависимости $\mu_\Delta(H_{ст})$, $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, $\mu_\Delta(\Delta B_{ст})$, $H_{ст}(\Delta B_{ст})$, измеренные при температурах 20;

100 и —60°С, а на рис. 7 и 9 — температурные изменения Δ (в процентах) этих характеристик по отношению к характеристикам в нормальных условиях для ферритовых сердечников марки 1100НМИ. Из рис. 6 видно, что при малых полях проницаемость μ_Δ и перепад индукции $\Delta B_{ст}$ при температуре +100°С увеличиваются, а в больших полях уменьшаются, при температуре —60°С в малых полях уменьшаются, а в больших увеличиваются. Таким образом, температурное изменение зависимости μ_Δ ($H_{ст}$) и $\Delta B_{ст}$($H_{ст}$) нелинейно зависит от поля. При различных величинах полей оно имеет

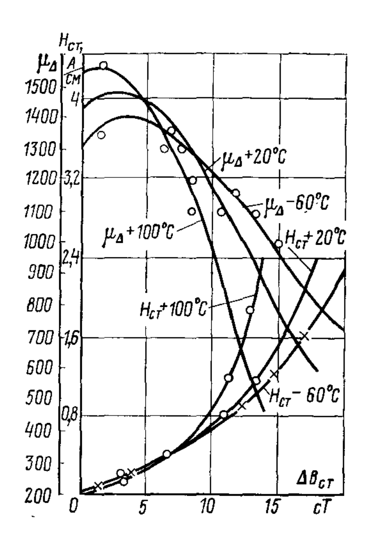


Рис. 8. Зависимость μ_Δ ($\Delta B_{ст}$) сердечника марки 1100НМИ.

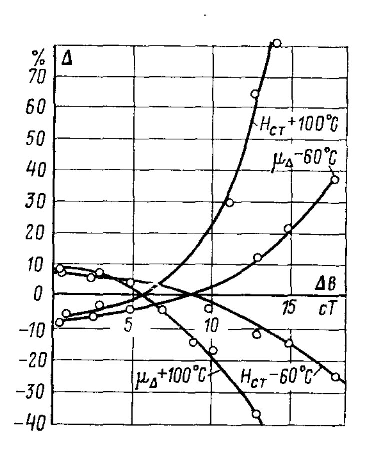


Рис. 9. Температурное изменение зависимости μ_Δ ($\Delta B_{ст}$) и $H_{ст}$ ($\Delta B_{ст}$), %.

не только разные абсолютные величины, но и разные знаки (рис. 7).

Исследование сердечников разных партий показало, что у большинства из них существует определенное поле, при котором температурные изменения практически отсутствуют. Однако напряженность этого поля различна не только для сердечников разных партий, но и часто для одного и того же сердечника при разных температурах.

Изменение μ_Δ и $H_{ст}$ того же сердечника при изменении температуры окружающей среды имеет противоположные знаки (рис. 8 и 9). Проницаемость μ_Δ при малых перепадах индукции с повышением температуры до +100°С увеличивается, а поле $H_{ст}$ — уменьшается, при больших перепадах индукции — проницаемость уменьшается, а поле

увеличивается. Таким образом, температурные изменения зависимости $\mu_\Delta(\Delta B_{ст})$ и $H_{ст}(\Delta B_{ст})$ не только нелинейно зависят от изменения перепада индукции, но и имеют противоположные знаки. Кроме того, из рис. 9 видно, что абсолютные значения этих температурных изменений неодинаковы. Например, при перепаде индукции $\Delta B_{ст}=14$ сТ и температуре $+100°C$ изменение μ_Δ составляет -47%, а изменение $H_{ст}$ составляет $+83\%$, при температуре $-60°C$ изменение μ_Δ составляет $+15\%$, а изменение $H_{ст}$ составляет 10%. Несоответствие величин изменения μ_Δ и $H_{ст}$ при температуре объясняется двумя факторами. С одной стороны, поле $H_{ст}$ находится в обратно пропорциональной зависимости от μ_Δ, что определяет противоположные знаки температурных изменений. С другой стороны, μ_Δ и $H_{ст}$ нелинейно зависят от перепада индукции, что определяет неодинаковость абсолютных величин температурных изменений. Резкий рост $H_{ст}$ при больших перепадах индукции и температуре $+100°C$ происходит потому, что при этой температуре переход в зону насыщения (где $H_{ст}$ резко возрастает) происходит при меньших перепадах индукции. Рост напряженности поля намагничивания при температуре $100°C$ можно объяснить и тем, что крутизна зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ при этом падает. Следует отметить, что чем круче зависимость $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, тем меньше температурные изменения зависимости $H_{ст}(\Delta B_{ст})$ по сравнению с изменениями зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$.

После исследования температурных характеристик ферритовых сердечников нескольких марок 2000НМ1, 1500НМ3, 1000НМ3, 1100НМИ и 350ННИ оказалось, что температурные изменения зависимостей $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, $\mu_\Delta(\Delta B_{ст})$ и $H_{ст}(\Delta B_{ст})$ значительно больше, чем температурные изменения начальной проницаемости. Это объясняется тем, что из-за нелинейности зависимости $\mu_\Delta(H_{ст})$ температуростабильную марку феррита для работы в импульсном трансформаторе можно получить только при условии получения температурной стабильности таких параметров симметричной петли гистерезиса, как коэрцитивная сила, остаточная и максимальная индукции.

На основании всего изложенного можно сделать следующие выводы:

1. При разработке температуростабильной марки феррита для работы в импульсном режиме нужно стремиться получить материал с малым температурным изменением коэрцитивной силы и коэффициента прямоугольности симметричной петли гистерезиса, а знаки этих изменений иметь противоположными, чтобы влияние температурных изменений этих параметров на температурное изменение проницаемости μ_Δ взаимно компенсировалось.

2. Температурные изменения параметров сердечников с НПГ нелинейно меняются с изменением приложенного поля или перепада индукции.

3. При перепадах индукции, близких к индукции насыщения на участке, где крутизна зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ мала, температурное изменение поля $H_{ст}$ при $+100°C$, как правило, резко увеличивается.

4. Температурные изменения $\mu_\Delta(H_{ст})$, $\mu_\Delta(\Delta B_{ст})$ и $H_{ст}(\Delta B_{ст})$ имеют разные абсолютные величины ввиду нелинейности этих характеристик.

в) Выбор режима работы и контроля сердечников для импульсных трансформаторов

Основными параметрами импульсного трансформатора, как будет показано в § 2, являются номинальная передаваемая площадь импульса $U_m t_и$ и ток намагничивания I_L:

$$U_m t_и = wS\Delta B_{ст}; \tag{2}$$

$$I_L = \frac{H_L l}{w} = \frac{\Delta B_{ст} \cdot 10^{-6} l}{\mu_0 \mu_\Delta w}, \tag{3}$$

где U_m и $t_и$ — амплитуда и длительность передаваемого импульса; w — число витков; ΔB — перепад индукции; H_L — напряженность поля намагничивания; l — длина средней линии; μ_0 — магнитная постоянная.

Если выбрать рабочий режим с малыми значениями перепада индукции на начальном участке зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, где проницаемость частного цикла максимальиа (поле намагничивания минимально), то для передачи трансформатором одиой и той же площади импульса потребуется большее сечеиие магиитопровода и большее число витков обмотки по сравнеиию с режимом работы на участке насыщения зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$. Увеличеиие сечения магнитопровода и числа витков обмотки помимо увеличеиия габаритов трансформатора влечет за собой рост паразитных параметров.

Работа же на участке насыщения зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ влечет за собой резкий рост поля намагиичивания при небольшом увеличении перепада индукции. На этом участке небольшое колебание величины перепада индукции, которое может быть связано, например, с колебанием напряжения в сети, влечет за собой резкое изменение тока намагничивания. Кроме того, как было показано, при нагревании сердечника, когда перепад индукции насыщения с увеличением температуры уменьшается, температурные изменения поля намагничивания настолько велики (+200—300%), что возможность использования сердечников в этих режимах исключается.

Для выбора режима работы сердечников с явно выраженной нелинейностью зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ даны удачные рекомендации в [1—4]. Зависимость $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ разбивается на два линейных участка. Точка пересечения прямых, с помощью которых аппроксимируется зависимость $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, названа концом линейиого участка восходящей части зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ и имеет координаты ΔB_0 и H_0 (рис. 10), где ΔB_0 является максимально допустимым перепадом индукции. К этому следует добавить, что такое построение необходимо производить, используя зависимость $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, изме-

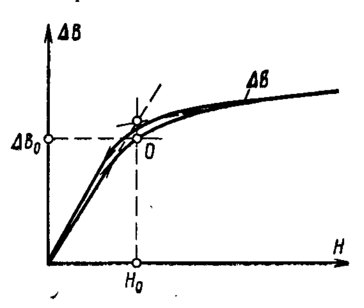


Рис. 10. Нахождение предельного значения $\Delta B = \Delta B_0$ при работе сердечника в импульсном трансформаторе.

ренную при максимальной температуре предполагаемого нагрева сердечника. Конец восходящего участка зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ является участком с довольно большим перепадом индукции и с умеренными значениями напряженности полей намагничивания и их температурных изменений. Влияние предыстории в области индукций, близких к значению ΔB_0, почти отсутствует. Это является еще одной из причин выбора такого рабочего режима сердечника.

Таким образом, параметры ΔB_0 и H_0 могут характеризовать предельный режим работы сердечника в импульсном трансформаторе, при котором влияние насыщения сердечника сказывается незначительно на ухудшении параметров трансформатора.

г) Параметры ферритового сердечника с НПГ в режиме однополярного намагничивания

Из предыдущего раздела следует, что предпочтительным режимом работы сердечника любого импульсного трансформатора является режим, соответствующий восходящему участку зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$. Предельным режимом является режим ΔB_0; H_0.

Следовательно, необходимо контролировать сердечники при заданном ΔB_0 или H_0. В качестве параметра сердечника можно выбрать проницаемость частного цикла $\mu_{\Delta 0}$, соответствующего точке (ΔB_0; H_0) зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$.

Для импульсных трансформаторов, работающих в режимах малых полей намагничивания, контроль сердечника в точке (ΔB_0; H_0) не будет характеризовать параметры сердечника в малых полях, так как все зависимости (см. рис. 2—5) нелинейны, и степень их нелинейности может меняться от партии к партии. Чтобы проконтролировать работу сердечника в малых полях, необходимо проверять параметры сердечника хотя бы еще в одной точке зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$.

Поскольку зависимость $\mu_\Delta(H_{ст})$ у большинства марок ферритов имеет достаточно хорошо выраженный максимум, то правильнее контролировать проницаемость частного цикла $\mu_{\Delta\,макс}$ при поле $H_{\mu_{\Delta макс}}$, соответствующем этому максимуму. Однако некоторые ферриты не имеют выраженного максимума проницаемости μ_Δ. В этом случае можно условно измерять проницаемость $\mu_{\Delta\,макс}$ при поле намагничивания, равном коэрцитивной силе H_c. Перепад проницаемости $\mu_{\Delta\,макс}$ и $\mu_{\Delta 0}$ определяет степень нелинейности характеристик сердечников.

Таким образом, параметры сердечников импульсных трансформаторов можно проверить с помощью измерения проницаемости частного цикла при двух значениях напряженности поля намагничивания $H_{\mu_{\Delta макс}}$ и H_0. Для расчета параметров импульсного трансформатора удобно использовать такой параметр, как максимально допустимый перепад индукции ΔB_0. Этот параметр характеризует значение максимально допустимой передаваемой площади импульса. Он может быть вычислен из соотношения между $\mu_{\Delta 0}$ и H_0 и может не проверяться.

Учитывая, что в результате влияния предыстории параметры сердечника могут изменяться, следует ввести в качестве дополнительной характеристики коэффициенты влияния предыстории β_1 и β_2:

$$\beta_1 = \frac{\mu_{\Delta\ макс}}{\mu'_{\Delta макс}}\ ;\ \beta_2 = \frac{\mu_{\Delta 0}}{\mu'_{\Delta 0}}, \qquad (4)$$

где $\mu'_{\Delta макс}$ и $\mu'_{\Delta 0}$ — проницаемости частного цикла сердечника, намагниченного до состояния технического насыщения.

На рис. 6—9 представлены зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ для сердечников марок 1100НМИ, 1500НМ3, 2000НМ1 и 1000НМ3, измеренные при температурах —60, +20 и +100°С. Как видно из рис. 7 и 9, температурные изменения μ_Δ, $\Delta B_{ст}$ и $H_{ст}$ резко растут в режимах, близких к режимам насыщения. Это объясняется характером нарастания $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ и $H_{ст}(\Delta B_{ст})$ на участке насыщения. При нагревании предельно допустимый режим работы сердечника наступает

Таблица 3

Значения ΔB_0 и H_0 для сердечников различных марок, полученные при различных температурах

Марка феррита	+20°С			+100°С			—60°С		
	ΔB_0, сТ	H_0, А/см	$\mu_{\Delta 0}$	ΔB_0, сТ	H_0, А/см	$\mu_{\Delta 0}$	ΔB_0, сТ	H_0, А/см	$\mu_{\Delta 0}$
1100НМИ	10	0,64	1110	8,5	0,6	1130	11,7	0,8	1170
1500НМ3	15,4	0,895	1380	12	0,68	1410	16,5	1,04	1270
2000НМ1	14,5	0,608	1910	10,2	0,424	1920	17	0,8	1700
1000НМ3	9,1	0,832	875	7,5	0,68	880	10,5	0,863	975

при меньших намагничивающих полях и индукциях, так как с ростом температуры ΔB_0 и H_0 уменьшаются. При проектировании импульсных трансформаторов рабочий режим сердечников нужно выбирать с учетом $\Delta B_0(H_0)$ для максимальной рабочей температуры нагрева. Эту точку можно выбрать с помощью построения, показанного на рис. 10, или из условия получения небольших температурных изменений поля $H_{ст}$. В табл. 3 приведены экспериментальные значения ΔB_0 и H_0 для сердечников марки 1100НМИ, 1500НМ3, 2000НМ1 и 1000НМ3 при температурах +20, +100 и —60°С. Эти значения были получены путем измерения и построения зависимостей $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ при этих температурах, аппроксимации каждой из них двумя прямыми и нахождения точек их пересечения, как показано на рис. 10.

С точки зрения выбора марки сердечника с наибольшим ΔB_0 и $\mu_{\Delta 0}$ и наименьшим H_0 наилучшими параметрами обладают марки 1500НМ3 и 2000НМ1. Однако для сердечников, применяемых в широком диапазоне температур, часто решающую роль играет изменение этих параметров в диапазоне температур.

Вернемся снова к экспериментальным зависимостям $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ и определим, как изменяется поле намагничивания сердечника при заданных ΔB_0, которые выбираются в соответствии с табл. 3. Ре-

зультаты определения изменения поля намагничивания Δ при различных температурах приведены в табл. 4, где

$$\Delta = \frac{H_t - H_{+25°C}}{H_{+25°C}}\,100\%.$$

Как видно из табл. 4, с увеличением ΔB_0 начинается резкий рост $H_{ст}$ особенно при повышении температуры. Например, для сердечников марки 2000НМ1 изменение $H_{ст}$ при температуре +100°C и $\Delta B_0 = 17$ сТ превышает 300%, в то время как при $\Delta B_0 = 10{,}2$ сТ

Таблица 4

Изменение поля намагничивания для различных температур и значений перепада индукции

Марка феррита	ΔB_0, сТ	+20°C	+100°C		−60°C	
		$H_{ст}$, А/см	$H_{ст}$, А/см	Δ, %	$H_{ст}$, А/см	Δ, %
1100НМИ	8,5	0,576	0,6	+4,2	0,52	−10,8
	10	0,72	0,8	+11	0,625	−13,3
	11,7	0,88	1,2	+36,4	0,8	−9,1
1500НМ3	12	0,615	0,68	+10,4	0,65	+5,2
	15,4	0,895	1,24	+38,4	0,95	+6,25
	16,5	1,02	2	+95,5	1,04	+2,34
2000НМ1	10,2	0,423	0,464	+5,7	0,376	−11,3
	14,5	0,608	2,4	+294	0,6	−1,32
	17	0,96	4	+317	0,8	−16,7
1000НМ3	7,5	0,6	0,68	+13,3	0,535	−10,7
	9,1	0,84	0,985	+18,3	0,66	−21,2
	10,5	1,06	1,33	+24,8	0,865	−18,7

оно составляет только 5%. Это объясняется тем, что крутизна характеристики $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ очень резко меняется при больших перепадах индукции и повышении температуры. Следовательно, предельно допустимые параметры сердечника должны выбираться с учетом термостабильности.

В табл. 5 приведены основные параметры ферритовых сердечников, выбранные из условия получения температурных изменений поля намагничивания, не превышающих 15% в диапазоне температур −60 ÷ +100°C.

Изменение параметров сердечников с изменением температуры окружающей среды не одинаково для разных режимов работы сердечника. Изменение параметров при заданном перепаде индукции ΔB_0 и изменение параметров при заданных полях H_0 и $H_{\mu_\Delta\,макс}$ имеют не только разные абсолютные значения, но часто и разные знаки.

Таблица 5

Основные параметры ферритовых сердечников

Материал феррита	ΔB_0, сТ	H_0, А/см	$\mu_{\Delta 0}$	$\mu_{\Delta\,макс}$	$H_{\mu\Delta\,макс}$, А/см
1100НМИ	10	0,72	1110	1370	0,16
1500НМ3	12	0,615	1560	1720	0,4
2000НМ1	10,2	0,423	1920	2370	0,08
1000НМ3	7,5	0,6	1000	1100	0,2

Температурные изменения параметров сердечников, измеренные при перепадах индукции ΔB_0, приведены в табл. 6, а измеренные при намагничивающих полях H_0 и $H_{\mu\Delta\,макс}$ приведены в табл. 7. Значения H_0, $H_{\mu\Delta\,макс}$ и ΔB_0 задавались при испытаниях в соответствии с величинами, приведенными в табл. 5.

Таблица 6

Температурные изменения параметров сердечников при заданном перепаде индукции

Материал феррита	ΔB_0, сТ	+100°С		—60°С	
		H, %	μ_Δ, %	H, %	μ_Δ, %
1100НМИ	10	+11	—9,9	—13,3	+11,5
1500НМ3	12	+10,4	—9,7	+5,2	+5,1
2000НМ1	10,2	+5,7	—8,8	—11,3	+12,5
1000НМ3	7,5	+13,3	—11,5	—10,7	+11,2

Для рассмотренных ферритов температурные изменения основных параметров сердечников, измеренные при постоянном перепаде индукции и при постоянном поле, имеют абсолютные величины одного порядка.

Однако такое соотношение может не всегда соблюдаться даже на восходящем участке зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$. Для сердечников

Таблица 7

Температурные изменения параметров сердечников при заданном поле намагничивания

Материал феррита	H_0, А/см	$H_{\mu\Delta\,макс}$, А/см	+100°С		—60°С	
			$\mu_{\Delta 0}$, %	$\mu_{\Delta макс}$, %	$\mu_{\Delta 0}$, %	$\mu_{\Delta макс}$, %
1100НМИ	0,81	0,16	—7	+6,6	+7	+16
1500НМ3	0,648	0,4	—12,5	+4,9	+10,5	+7,3
2000НМ1	0,424	0,08	—7,9	+7,6	—6	—17,2
1000НМ3	0,6	0,2	—7,2	0	+11,3	0

с большой крутизной $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ температурные изменения параметров, измеренные при постоянном перепаде индукции, будут меньше, чем измеренные при постоянном поле, и наоборот.

Выбор сердечника для импульсного трансформатора должен основываться на рассмотрении комплекса его параметров. Так, несмотря на высокую проницаемость сердечников марки 2000НМ1, максимально допустимый перепад индукции ΔB_0 только незначительно превышает ΔB_0 сердечников, например, марки 1100НМИ с более низкой проницаемостью, из-за худшей термостабильности при высоких перепадах индукции. Все же для работы в небольших температурных диапазонах лучше применять высокопроницаемые ферриты. Известны [25] марки ферритов для импульсных трансформаторов с проницаемостью до 10 000.

Таким образом, по статическим параметрам рассмотренные марки сердечников примерно в одинаковой степени пригодны для работы в импульсных трансформаторах. Сердечники марки 1500НМ3 имеют некоторое преимущество, так как обладают несколько большими значениями ΔB_0 и $\mu_{\Delta 0}$. У сердечников марки 1100НМИ положительным качеством являются наименьшее влияние предыстории и плавный переход зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ в область насыщения.

Как указывалось при рассмотрении (2), с целью передачи возможно большей площади импульса при наименьшем поле намагничивания и при одном и том же поперечном сечении сердечника и витковых данных трансформатора следует применять материалы с наибольшим значением проницаемости частного цикла и перепада индукции ΔB_0 в конце восходящего участка зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$.

Различие между проницаемостью частного цикла $\mu_{\Delta 0}$ и максимальной проницаемостью частного цикла $\mu_{\Delta\,макс}$ характеризует степень нелинейности зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$. Когда $\mu_{\Delta 0} = \mu_{\Delta\,макс} = \mathrm{const}$, зависимость $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ линейна и требования, предъявляемые к значениям $\mu_{\Delta 0}$ и $\mu_{\Delta\,макс}$, аналогичны.

Как видно из рис. 4, для большинства марок ферритов $\mu_{\Delta 0} \neq \mu_{\Delta\,макс}$, а зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ в различной степени нелинейны.

Рассмотрим три возможные формы зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$: одну — линейную, для которой $\mu_{\Delta\,макс} = \mu_{\Delta 0}$; другую — имеющую выпуклость на начальном участке $\mu_{\Delta\,макс} > \mu_{\Delta 0}$, и третью—вогнутую на начальном участке, у которой $\mu_{\Delta\,макс} < \mu_{\Delta 0}$. Каждая из этих зависимостей характеризует возможное изменение формы $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ после технологического процесса изготовления или в результате изменения температуры окружающей среды.

По сравнению с линейным ходом зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ в случае $\mu_{\Delta\,макс} > \mu_{\Delta 0}$ значительно увеличиваются разброс полей намагничивания при данном перепаде индукции ΔB_0 и их температурные изменения, но несколько уменьшается их абсолютная величина. Когда $\mu_{\Delta макс}$ отсутствует, разброс полей намагничивания сердечника и их температурные изменения уменьшаются, но несколько увеличивается их абсолютная величина.

Следовательно, с точки зрения уменьшения разброса полей намагничивания сердечников в связи с разбросом их магнитных ха-

рактеристик, а также для уменьшения их температурных изменений, выгодно использовать сердечники с меньшими значениями $\mu_{\Delta макс}$, т. е. с большей крутизной восходящего участка зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$.

Таким образом, можно сформулировать следующие основные требования к статическим параметрам материала импульсного трансформатора:

1. Для обеспечения передачи импульсным трансформатором большей площади импульса, при меньшем поле намагничивания и при одном и том же поперечном сечении сердечника и витковых данных желательно применять сердечники с наибольшими значениями проницаемости частного цикла $\mu_{\Delta 0}$ в конце восходящего участка зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$.

2. Для обеспечения меньшего разброса полей намагничивания сердечника импульсного трансформатора и уменьшения их температурных изменений лучше использовать сердечники из материала с наибольшей крутизной зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, т. е. с наименьшим значением $\mu_{\Delta макс}$ и наибольшим значением $\mu_{\Delta 0}$.

3. Для уменьшения разброса параметров сердечника из-за предыстории нужно выбирать марки сердечников из материала с малыми значениями коэрцитивной силы H_c и остаточной индукции B_r.

д) Расчет поля намагничивания сердечника при заданном перепаде индукции с учетом разброса характеристик сердечников, измеренных при заданном поле

Расчет поля намагничивания сердечника импульсного трансформатора осуществляется с помощью различного рода линейных аппроксимаций зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ [1—4, 7, 26, 30, 31].

На рис. 11 представлены две зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$: одна из них соответствует максимально возможным значениям индукции, другая — минимальным. Эти две зависимости могут быть аппроксимированы соответствующими прямыми: *0—7* и *0—8* при линеаризации начального участка зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$; прямыми $0—K_1$ и $0—K_2$ при усреднении зависимостей $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ в области полей, близких к H_0, и прямыми $a_{мин}—b_{мин}$ и $a_{макс}—b_{макс}$, наклон которых соответствует наклону этого участка зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$.

В большинстве практических случаев в импульсном трансформаторе сердечник перемагничивается импульсом напряжения, который создает определенный перепад индукции, например, ΔB. Точки пересечения прямой ΔB с перечисленными прямыми будут определять соответствующие поля намагничивания. Истинные поля намагничивания соответствуют точкам пересечения зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ с прямой ΔB—*1* и *2*.

Рассмотрим подробнее три способа линейной аппроксимации, показанные на рис. 11.

1. Линеаризация начального участка прямой линией. В этом случае при заданном перепаде индукции ΔB напряженности полей намагничивания будут определяться точками *7* и *8*, которые значительно меньше истинных, соответствующих точкам *1* и *2*.

Действительно, аппроксимируя прямой начальный участок зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, мы тем самым считаем, что проницаемость с изменением поля остается постоянной и равной проницаемости $\mu_{\Delta 1} = \mu_{\Delta макс}$. Исходя из проницаемости линейного участка, напряженность намагничивающего поля будет соответствовать:

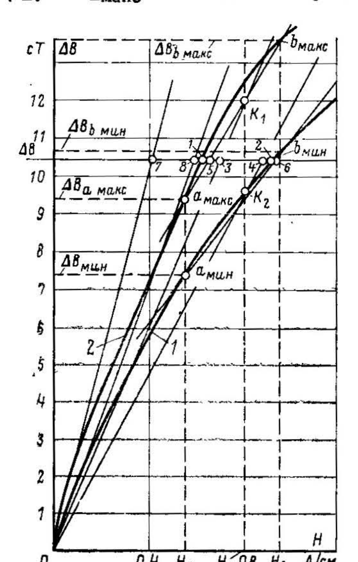


Рис. 11. Зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})_{мин}$ и $\Delta B_{ст}(H_{ст})_{макс}$, соответствующие реальиому разбросу параметров сердечников.

$$H = \frac{\Delta B}{\mu_{\Delta 1}\mu_0}.$$

2. Представление характеристики $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ усредненной линией.

Пусть известно, что напряженность поля проверки сердечника $H_к$, лежит в области напряженностей полей, соответствующих заданному приращению индукции ΔB. Линеаризируя этот участок зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, получаем напряжениости полей намагничивания сердечника, определяемые точками *3* и *4*. Из построеиия видно, что в этом случае разброс напряженностей будет значительно меньше истинного, определяемого точками *2* и *1*. Этот способ аппроксимации дает напряженности намагничивающих полей значительно более близкие к истинным за счет того, что проницаемость μ_Δ лннеаризованного участка соответствует проницаемостн в области рабочих полей:

$$H = \frac{\Delta B}{\mu_{\Delta 2}\mu_0}.$$

3. Зависимость $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ аппроксимируется прямой переменной наклона $a_{мин}$—$b_{мин}$ и $a_{макс}$—$b_{макс}$, напряженности полей намагничивания, определяемые точками пересечения *5* и *6*, наиболее близки к истинным. Рассмотрим более подробно расчет поля намагничивания н импульсной проннцаемости на аппроксимируемом участке.

Аналитическое выражение аппроксимированной зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ на участке a—b имеет внд:

$$\frac{\Delta B - \Delta B_a}{H - H_a} = \frac{\Delta B_b - \Delta B_a}{H_b - H_a}. \qquad (5)$$

Из уравнеиий (5) и (1) с учетом, что $\Delta B_a = \mu_0\mu_a H_a$ и $\Delta B_b = \mu_0\mu_b H_b$, легко иайти выражеиия для характеристик $\mu_\Delta(H_{ст})$,

$\mu_\Delta(\Delta B_{ст})$ и $H_{ст}(\Delta B_{ст})$, соответствующих этому участку зависимост $\Delta B_{ст}(H_{ст})$:

$$H_{ст}(\Delta B_{ст}) = \frac{\Delta B - \mu_0\mu_a H_a}{\mu_0\mu_b H_b - \mu_0\mu_a H_a}(H_b - H_a) + H_a; \tag{6}$$

$$\mu_\Delta(\Delta B_{ст}) = \frac{\Delta B_{ст}}{\frac{\Delta B - \mu_0\mu_a H_a}{\mu_0\mu_b H_b - \mu_0\mu_a H_a}(H_b - H_a) + H_a}; \tag{7}$$

$$\mu_\Delta(H_{ст}) = \frac{\frac{H - H_a}{H_b - H_a}(\Delta B_b - \Delta B_a) + \Delta B_a}{H}. \tag{8}$$

Две последние зависимости представляют собой гиперболы.

Если известны параметры сердечника при двух заданных полях H_a и H_b, при которых производилась их проверка (обычно $H_a \approx H_{\mu_{\Delta макс}}$; $H_b = H_0$), то расчет поля намагничивания следует производить с учетом их разброса.

Если разброс параметров сердечников при меньшем поле H_a находится в пределах от $\Delta B_{a\,мин}$ до $\Delta B_{a\,макс}$, а при большем поле H_b от $\Delta B_{b\,мин}$ до $\Delta B_{b\,макс}$, то минимальная и максимальная напряженности поля намагничивания сердечника импульсного трансформатора могут быть найдены из выражений

$$\left.\begin{aligned} H_{ст}(\Delta B_{ст})_{макс} &= \frac{\Delta B - \mu_0\mu_{b\,мин} H_b}{\mu_0\mu_{b\,мин} H_b - \mu_0\mu_{a\,мин} H_a}(H_b - H_a) + H_a; \\ H_{ст}(\Delta B_{ст})_{мин} &= \frac{\Delta B - \mu_0\mu_{a\,макс} H_a}{\mu_0\mu_{b\,макс} H_b - \mu_0\mu_{a\,макс} H_a}(H_b - H_a) + H_a. \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

Для того чтобы режим работы сердечника в импульсном трансформаторе соответствовал проверяемому участку зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ и напряженности полей намагничивания не выходили за пределы H_a и H_b, необходимо ограничивать выбор перепада индукции.

Из анализа (5) можно найти, что условие $H > H_a$ обеспечивается при

$$\frac{\Delta B - \Delta B_a}{\Delta B_b - \Delta B_a} \geqslant 0,$$

откуда

$$\Delta B \geqslant \Delta B_{a\,макс}.$$

Соответственно, $H \leqslant H_b$ при

$$\frac{\Delta B - \Delta B_a}{\Delta B_b - \Delta B_a} \leqslant 1$$

и

$$\Delta B \leqslant \Delta B_{b\,мин}.$$

Таким образом, условие $H_a<H<H_b$ обеспечивается при

$$\Delta B_{a\ \text{макс}} \leqslant \Delta B \leqslant \Delta B_{b\ \text{мин}}, \qquad (10)$$

т. е когда заданное приращение индукции (площадь импульса напряжения) в трансформаторе соответствует условию (10).

Уравнение (9) показывает, что разброс напряженностей поля намагничивания трансформаторов определяется не только разбросом по параметру $\Delta B_{\text{ст}}$ сердечников, но и разбросом по крутизне характеристики $\Delta B_{\text{ст}}(H_{\text{ст}})$, причем при очень большой крутизне зависимости $\Delta B_{\text{ст}}(H_{\text{ст}})$ разброс по ΔB_a и ΔB_b сердечников будет сказываться мало на разбросе напряженностей полей намагничивания сердечника в трансформаторе.

Таким образом, для того чтобы иметь небольшой разброс напряженностей полей намагничивания, нужно стремиться получить материал с максимально возможной проницаемостью μ_Δ при большем поле H_b и с наименьшей при меньшем поле H_a.

Как было показано, $\Delta B_{\text{ст}}$, μ_Δ и $H_{\text{ст}}$, измеренные в различных полях и при различных перепадах индукции, имеют неодинаковые температурные изменения, а температурные изменения поля намагничивания могут значительно отличаться от температурных изменений проницаемости μ_Δ даже при одних и тех же значениях перепада индукции, так как температурное изменение поля $H_{\text{ст}}$ определяется величиной $1/\mu_\Delta$.

Таким образом, если измерение изменения параметров сердечника с температурой производится при полях H_a и H_b, то это не означает, что температурное изменение поля намагничивания будет таким же. Расчет напряженностей полей намагничивания сердечника в импульсном трансформаторе может производиться в соответствии с выражениями

$$H_{\text{ст}}(\Delta B_{\text{ст}})_{t\ \text{мин}} = \frac{\Delta B_t - \Delta B_{at\ \text{макс}}}{\Delta B_{bt\ \text{макс}} - \Delta B_{at\ \text{макс}}}(H_b - H_a) + H_a; \qquad (11)$$

$$H_{\text{ст}}(\Delta B_{\text{ст}})_{t\text{макс}} = \frac{\Delta B_t - \Delta B_{at\ \text{мин}}}{\Delta B_{bt\ \text{мин}} - \Delta B_{at\ \text{мин}}}(H_b - H_a) + H_a, \qquad (12)$$

где $\Delta B_{at\ \text{мин}}$ и $\Delta B_{at\ \text{макс}}$, $\Delta B_{bt\ \text{мин}}$ и $\Delta B_{bt\ \text{макс}}$ — разброс параметров сердечников при полях H_a и H_b в диапазоне температур.

Перепад индукции в этом случае должен ограничиваться следующими пределами:

$$\Delta B_{at\ \text{макс}} \leqslant \Delta B \leqslant \Delta B_{bt\ \text{мин}}, \qquad (13)$$

причем $\Delta B \leqslant \Delta B_s$.

Возвращаясь к рассмотренному вопросу о выборе максимально допустимого перепада индукции и режима проверки сердечника, следует дополнить его некоторыми условиями. Для того чтобы в результате разброса параметров сердечника режим его работы и проверки не выходил за пределы допустимого, следует выбирать координаты $\Delta B = \Delta B_0$ в соответствии с рис. 10 и с учетом (13).

е) Статические характеристики ферритовых сердечников с НПГ при наличии зазора

С целью облегчения технологических трудностей намотки (например, облегчения процесса прошивки программы в трансформаторных ПЗУ) часто применяются сердечники с зазором или просто разборные сердечники. В [7, 8] показано, что для крупногабаритных сердечников из электротехнических сталей при определенном соотношении величины зазора, длины средней силовой линии и заданного перепада индукции можно получить значительное увеличение проницаемости частного цикла у сердечников с зазором по сравнению с проницаемостью сердечников без зазора. Такое увеличение проницаемости частного цикла происходит за счет того, что у сердечников с зазором при определенных напряженностях полей петля гистерезиса меньше прямоугольной.

Ферритовые сердечники имеют меньшую прямоугольность петли гистерезиса и меньшие значения B_m, B_r, H_c по сравнению с сердечниками из электротехнических сталей. Для того чтобы исследовать все факторы, влияющие на измененне проницаемости частного цикла ферритового сердечника в зависимости от зазора, воспользуемся методами расчета, предложенными в [7].

Известно [7], что для сердечника с постоянной площадью поперечного сечения, пренебрегая рассеянием и неравномерностью намагничивания сердечника по сечению, можно записать второй закон Кирхгофа для магнитной цепи следующим образом:

$$F = F_м + F_\delta = lH_м + \delta B_\delta,$$

где $H_м$ — напряженность поля, действующая в магнитном материале; B_δ — магнитная индукция в зазоре.

При отсутствии рассеяния индукция в зазоре B_δ равна индукции в ферромагнитном материале

$$B_\delta = B_м = B,$$

тогда

$$H = \frac{F}{l + \delta} = H_м + \frac{\delta}{l} B = H_м + H_р, \qquad (14)$$

где H — среднее значение напряженности поля сердечника; $H_р$ — напряженность размагничивающего поля, возникающая при наличии зазора.

Разделив (14) на B, получнм:

$$\frac{1}{\mu_{\Delta э}} = \frac{1}{\mu} + \frac{1}{l/\delta}, \qquad (15)$$

где $\mu_{\Delta э} = B/\mu_0 H$ — эффективная магнитная проницаемость тела; $\mu = B_м/\mu_0 H_м = B/\mu_0 H_м$ — магнитная проницаемость иещества; $m = l/\delta$ — магнитная проницаемость формы.

Таким образом, магнитная проницаемость тела не может быть больше проницаемости формы и проницаемости вещества.

Однако проницаемость вещества сердечника, определяемая основной кривой намагничивания $\mu = B(H)/\mu_0 H$, может сильно отличаться от проницаемости частного цикла

$$\mu_{\Delta э} = \frac{\Delta B}{\mu_0 H} = \frac{B(H) - B_r}{\mu_0 H}. \qquad (16)$$

Возможность существенного уменьшения остаточной индукции B_r часто позволяет значительно увеличить проницаемость частотного цикла μ_Δ, особенно в материалах с петлей гистерезиса, близкой к прямоугольной, как это показано в [7].

Действительно, если в сердечнике с зазором создать тот же перепад индукции $\Delta B = \Delta B' = B'(H) - B'_r$, то, так как $B'_r < B_r$, $B' < B$ и соответственно поле намагничивания $H'_м < H_м$, т. е.

$$\mu_{\Delta э} = \frac{\Delta B}{\mu_0 H_м} = \frac{B - B'_r}{\mu_0 (H_м + H_0)} = \frac{B - B'_r}{\left(H_м + \frac{B}{m}\right)\mu_0}. \qquad (17)$$

В [7] показано, что для каждого материала, начиная с некоторого максимального значения намагничивающего поля и при наличии некоторой оптимальной проницаемости формы, получается максимальный перепад индукции: чем больше зазор, т. е. чем меньше проницаемость формы, тем больше намагничивающее поле, при ко-

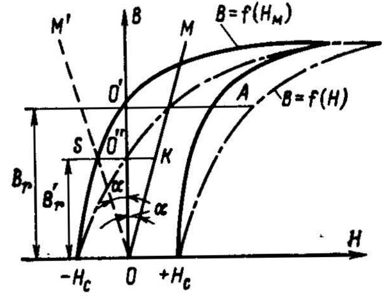


Рис. 12. Диаграмма сдвига Релея для построения характеристики сердечника с зазором $\operatorname{tg}\alpha = \frac{\delta}{l}$; $O''S' = O''K$; $H_м = O'A = O'E + O'D$, $O'D = EA$.

тором можно получить эффект увеличения проницаемости частного цикла.

Если $B = f(H_м)$ — магнитная характеристика сердечника без зазора, то характеристику $B' = f(H)$ сердечника с зазором можно найти с помощью диаграммы сдвига Релея (рис. 12). Здесь прямая ОМ учитывает составляющую поля $H_р$. Из диаграммы сдвига видно, что остаточная индукция B'_r сердечника с зазором непосредственно определяется точкой O пересечения нисходящей ветви петли гистерезиса с пунктирной прямой OM', представляющей собой зеркальное отображение прямой OM относительно оси OB. Проницае-

мость формы, обеспечивающая получение остаточной индукции B'_r, может быть определена при $H = -H_р$, тогда

$$H_р = B'_r \operatorname{tg} \alpha = B'_r \frac{\delta}{l} = \frac{B'_r}{m};$$

$$m = \frac{B'_r}{H_р}.$$

Функция $B(H)$ с некоторым приближением может быть выражена в виде

$$B \approx \frac{B_r (H_м + H_c)}{H_c + H_м B_r / B_м}.$$

Полагая в последнем уравнении $H_м = -H_р$, $B = B'_r$, получаем:

$$m = \frac{B'_r}{H_c} \frac{1 - B'_r/B_m}{1 - B'_r/B_r}, \tag{18}$$

где B_m — максимальная индукция.

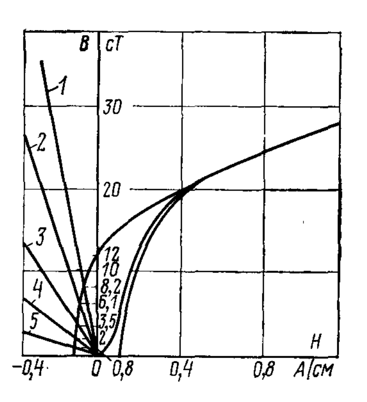


Рис. 13. Определение характеристик сердечника с зазором по основной кривой намагничивания и предельной петле гистерезиса симметричного цикла сердечника марки 1100НМИ.

$1 - \frac{1}{m} = 0{,}033 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 1$ мк; $2 - \frac{1}{m} = 0{,}167 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 5$ мк; $3 - \frac{1}{m} = 0{,}333 \times 10^{-3}$, $\delta = 10$ мк; $4 - \frac{1}{m} = 0{,}665 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 20$ мк; $5 - \frac{1}{m} = 1{,}67 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 50$ мк.

Для проницаемости частного цикла сердечника с зазором с учетом (18) можно получить следующее аналитическое выражение:

$$\mu_{\Delta э} = \frac{\Delta B}{\Delta B + 2B'_r} \frac{B'_r}{H_c}. \tag{19}$$

Однако (19) может дать только очень грубую оценку $\mu_{\Delta э}$, поэтому расчет зависимостей $\mu_{\Delta э}$ от зазора при различных полях и индукциях для сердечника марки 1100НМИ произведем методом графического построения, используя основную кривую намагничивания и предельную симметричную петлю гистерезиса без зазора и предполагая, что перемагничивание происходит на предельном частном цикле (рис. 13). Аналогичный расчет произведен в [7] для крупногабаритных сердечников с большими зазорами.

Задаваясь величиной $1/m$, описанной графическим способом, нетрудно определить остаточную индукцию B'_r сердечника с зазором. Полагая затем индукцию в сердечнике $B = B'_r + \Delta B$, где ΔB — заданный перепад индукции по основной кривой намагничивания сердечника без зазора, найдем поле $H_м$, соответствующее этой индукции. Тогда намагничивающее поле сердечника с зазором составит:

$$H = H_м + \frac{B}{m}$$

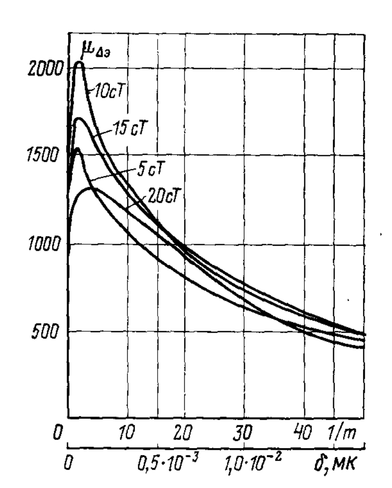
и соответствующая проницаемость на предельном частном цикле $\mu_{\Delta э} = \Delta B / \mu_0 H$ может быть легко найдена. Ход расчета иллюстрируется табл. 8.

Таблица 8

Расчет $\mu_{\Delta э}$ для сердечников с зазором при +20°С

ΔB, сТ	δ, мк	$\frac{1}{m} \cdot 10^{-3}$	B'_r, сТ	$B = B'_r + \Delta B$, сТ	H_m, А/см	$H_p = \frac{B}{m}$, А/см	$H = H_m + H_p$, А/см	$\mu_{\Delta э} = \frac{\Delta B}{\mu_0 H}$	$\mu'_{\Delta э} = \frac{1}{1 + \frac{\mu_\Delta}{m}}$
5	0	0	12	17	0,304	0	0,304	1320	1320
	1	0,033	8,2	13,2	0,224	0,362	0,26	1540	1270
	5	0,167	6,1	11,1	0,168	0,147	0,316	1270	1080
	10	0,333	3,5	8,5	0,148	0,228	0,376	1070	915
	20	0,665	2	7	0,132	0,372	0,505	795	705
	50	1,67	0,8	5,8	0,12	0,775	0,895	446	415
10	0	0	12	22	0,545	0	0,545	1470	1470
	1	0,033	8,2	18,2	0,352	0,0485	0,4	2000	1400
	5	0,167	6,1	16,1	0,28	0,216	0,495	1620	1180
	10	0,333	3,5	13,5	0,228	0,36	0,59	1360	990
	20	0,665	2	12	0,2	0,64	0,84	950	745
	50	1,67	0,8	10,8	0,184	1,44	1,625	495	427
15	0	0	12	27	1,09	0	1,09	1100	1150
	1	0,033	8,2	23,2	0,69	0,077	0,75	1600	1110
	5	0,167	6,1	21,1	0,52	0,282	0,8	1500	965
	10	0,333	3,5	18,5	0,368	0,493	0,86	1400	830
	20	0,665	2	17	0,312	0,904	1,215	990	650
	50	1,67	0,8	15,8	0,272	2,12	2,48	505	395
20	0	0	12	32	1,88	0	1,88	850	850
	1	0,033	8,2	28,2	1,24	0,078	1,28	1220	825
	5	0,167	6,1	26,1	1,0	0,348	1,35	1190	745
	10	0,333	3,5	23,5	0,72	0,625	1,345	1230	655
	20	0,665	2	22	0,592	1,18	1,77	900	545
	50	1,67	0,8	20,8	0,496	2,78	3,27	490	350

По данным произведенных расчетов построены кривые, выражающие зависимость проницаемости частного цикла от $1/m$ и зазора δ сердечника марки 1100НМИ с длиной средней линии 30 мм (рис. 14). Каждая кривая имеет максимум, который соответствует



• **Рис.** 14. Зивисимость $\mu_{\Delta э}$ сердечника с зазором от величины δ при $l=30$ мм и величины $1/m$ при разных перепадах индукции ΔB.

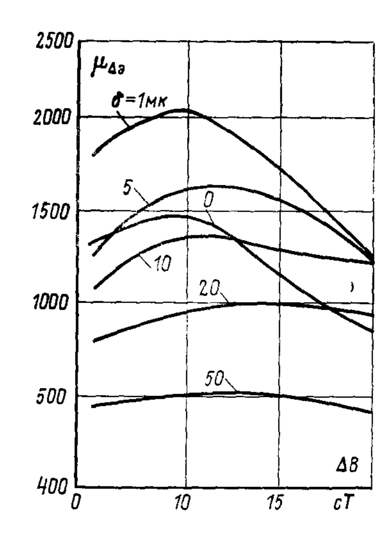


Рис. 15. **Зависимость** $\mu_{\Delta}(\Delta B)$ сердечников марки 1100НМИ с разными зазорами δ при $l=30$ мм.

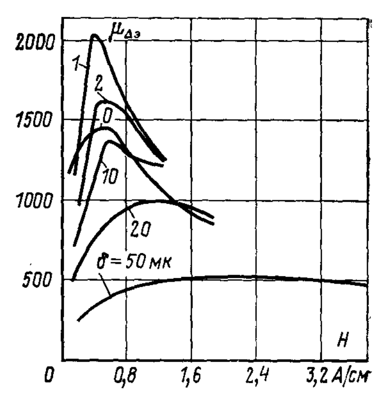


Рис. 16. Зависимость $\mu_{\Delta}(H)$ сердечников марки 1100НМИ с разными зазорами δ при $l=$ $=30$ мм.

оптимальному зазору для данной индукции. Однако для малогабаритных сердечников со средней линией не более 30 мм оптимальный зазор находится в области от 1 до 5 мк, что технологически почти недостижимо. Зависимость $\mu_{\Delta э}(\Delta B_{ст})$ сердечников марки 1100НМИ с различными зазорами (рис. 15) показывает, что можно получить положительный эффект, применяя сердечник с зазором

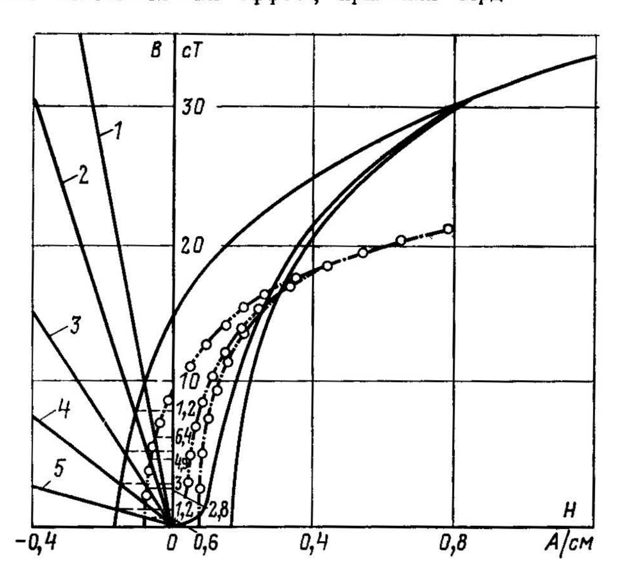


Рис. 17. Определение характеристик сердечника с зазором по основной кривой намагничивания и предельной петле гистерезиса симметричного цикла сердечника марки 1100НМИ при температуре +100°С (сплошная линия) и —60°С (пунктир с точкой).

$1 - \frac{1}{m} = 0{,}033 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 1$ мк; $2 - \frac{1}{m} = 0{,}167 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 5$ мк; $3 - \frac{1}{m} = 0{,}33 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 10$ мк; $4 = \frac{1}{m} = 0{,}665 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 20$ мк; $5 - \frac{1}{m} = 1{,}67 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 50$ мк.

10—20 мк при больших перепадах индукции. На рис. 16 приведена зависимость $\mu_{\Delta э}(H_{ст})$ сердечников марки 1100НМИ с разными зазорами, из которой видно, что при напряженностях полей намагничивания меньше 0,32—0,4 А/см у сердечников с зазором 1—50 мк $\mu_{\Delta э}$ ниже, чем у сердечников без зазора. Это явление наблюдалось при разработке элементов с зазором для трансформаторных ПЗУ, где поля намагничивания малы.

Интересно рассмотреть характеристики сердечников с зазором при изменении температуры окружающей среды. На рис. 17 представлены симметричные петли гистерезиса и основная кривая намагничивания того же сердечника при температурах —60 и +100°С. На рис. 18 приведены зависимости $\mu_{\Delta э}(\Delta B_{ст})$ при температурах —60, +20 и +100°С.

Факторы, влияющие на температурные характеристики сердечников с зазором, следующие. Температурное изменение $\mu_{\Delta э}$ сердечника с зазором и сердечника без зазора имеет один и тот же знак, если изменение напряженности размагничивающего поля $H_р$ мало влияет на изменение напряженности поля намагничивания H по сравнению с изменением напряженности поля $H_м$ материала сердечника. Знак

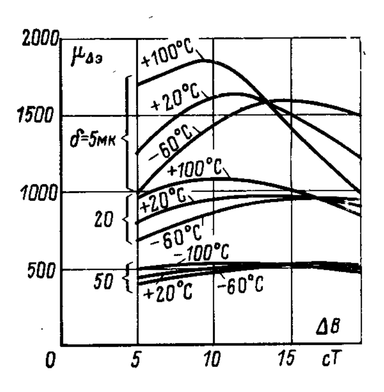


Рис. 18. Зависимость $\mu_{\Delta э}(\Delta B)$ сердечника марки 1100НМИ с зазором 6 и 50 мк при температурах +20, +100, —60°С.

температурного изменения $H_р$ определяется знаком температурного изменения индукции B_r, которая в подавляющем большинстве случаев при плюсовых температурах уменьшается, а при минусовых — увеличивается. Поэтому при небольших перепадах индукции или при небольших намагничивающих полях, где значение $H_р$ значительно превышает значение $H_м$, температурное изменение $\mu_{\Delta э}$ сердечников с зазором имеет тот же знак, что и уход остаточной индукции. Абсолютное значение температурного изменения $\mu_{\Delta э}$ резко уменьшается с увеличением зазора; это объясняется тем, что при больших зазорах остаточная индукция мала и ее изменение мало влияет на изменение значения $B = B_r + \Delta B$, а следовательно, значение $H_р = B/m$ тоже мало меняется. При больших зазорах $H_р \gg H_m$, поэтому изменение напряженности поля намагничивания определяется малым изменением напряженности поля $H_р$.

Проницаемость частного цикла $\mu_{\Delta э}$ сердечников с зазором часто ошибочно подсчитывается по той же формуле, которая применяется для расчета проницаемости на симметричном цикле

$$\mu'_{\Delta э} = \frac{\mu_\Delta}{1 + \frac{\mu_\Delta}{m}}. \qquad (20)$$

В табл. 8 приведены значения $\mu_{\Delta э}$, подсчитанные по формуле (20). В некоторых случаях это значение $\mu_{\Delta э}$ значительно отличается от $\mu_{\Delta э}$, найденного описанным выше способом. В итоге рассмотрения характеристик ферритовых сердечников с зазором показано, что:

1) увеличение проницаемости частного цикла $\mu_{\Delta э}$ с помощью зазора для малогабаритных сердечников практически получить нель-

зя, так как такое увеличение могло бы происходить только при недостижимо малых воздушных зазорах;

2) у малогабаритных ферритовых сердечников ($l=30$ мм) с реально выполнимыми воздушными зазорами ($\delta=20\div50$ мк) проницаемость частного цикла $\mu_{\Delta э}$ меньше, чем у неразъемных сердечников, т. е. ниже проницаемости материала сердечника;

3) температурное изменение проницаемости $\mu_{\Delta э}$ реальных разъемных ферритовых сердечников меньше, чем у неразъемных, и имеет тот же знак, что и температурное изменение остаточной индукции материала сердечника. При больших зазорах остаточная индукция мала, и ее температурное изменение мало влияет на изменение напряженности размагничивающего поля $H_р$, а следовательно, и на изменение проницаемости $_\Delta$;

4) расчет проницаемости $\mu_{\Delta э}$ по (20) дает заниженное значение по сравнению с расчетом графическим методом и не отражает физической сущности явления;

5) характеристики намагничивания малогабаритных ферритовых сердечников можно с достаточной степенью точности считать линейными, на основании чего в качестве основного параметра сердечника можно использовать проницаемость частного цикла $\mu_{\Delta э}$ при определенном соотношении l/δ.

2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ НАМАГНИЧИВАНИЯ СЕРДЕЧНИКА В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

а) Схема замещения ферритового сердечника с НПГ при работе в импульсном режиме

Различными исследователями процессов, происходящих при работе в импульсном режиме мощных импульсных трансформаторов с использованием сердечников из листовой стали, предложена схема замещения сердечника, показанная на рис. 19,*а*. В этой схеме приняты следующие обозначения: $L_л$ — индуктивность, соответствующая линейной проницаемости, т. е. проницаемости сердечника при отсутствии потерь на гистерезис и насыщения; $L_г$ и $R_г$ — индуктивность и сопротивление, учитывающие потери на гистерезис; $L_в$ и $R_в$ — индуктивность и сопротивление, учитывающие потери на вихревые токи; $R_д$ — сопротивление, учитывающее потери на вязкостные процессы.

Эта схема замещения подробно рассмотрена в [7]. В отношении сердечников из электротехнических сталей показано, что технический расчет, основанный на использовании проницаемости μ_Δ вместо параметров $\mu_л$ и $R_г$, оставляет в распоряжении конструктора некоторый расчетный запас в оценке результирующего тока намагничивания, протекающего в обмотке трансформатора. Учитывая, что площадь петли гистерезиса электротехнических сталей, которая определяет потери на гистерезис, значительно превосходит площадь петли гистерезиса ферритовых сердечников, можно распространить полученные в [7] выводы на схему замещения ферритового сердечника с НПГ.

В импульсном режиме имеют место большие скорости изменения индукции, которые могут вызывать протекание в сердечнике вихревых токов. В схеме замещения на рис. 19,*а* потери на вихревые токи учитываются с помощью ветви $L_в$—$R_в$. Однако в [7, 8] показано, что при намагничивании кольцевого сердечника с сечением, близким к квадратному, индуктивностью $L_в$ в схеме замещения сердечника из стали можно пренебречь из-за ее малого значения и учитывать потери на вихревые токи с помощью одного сопротивления $R_в$.

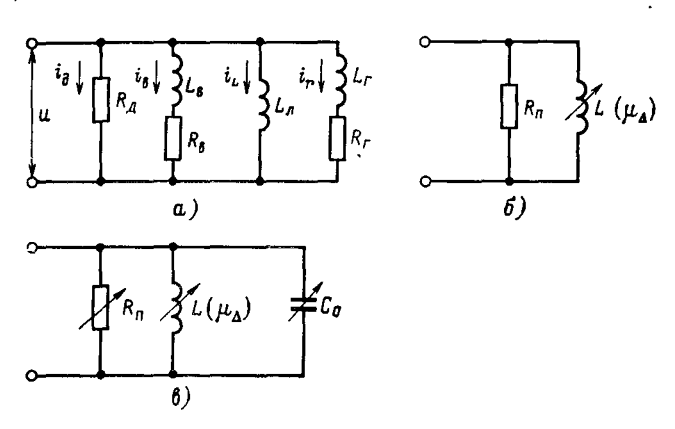


Рис. 19. Эквивалентные схемы замещения магнитного сердечника в импульсном режиме.

а — общая схема; *б* — упрощенная схема; *в* — упрощенная схема с учетом диэлектрических параметров сердечника.

Этот вывод легко распространить и на схему замещения ферритового сердечника, так как потери на вихревые токи в нем значительно меньше, чем в сердечниках из стали, из-за большого удельного поверхностного электрического сопротивления.

Как показано в [2], наличие в схеме замещения ферритового сердечника сопротивления $R_д$ может быть объяснено на базе качественной теории Меньюка и Гудинафа, основанной на представлении о существовании внутри намагниченного материала цилиндрических доменов обратной намагниченности. В этом случае процесс намагничивания из состояния остаточной индукции $+B_{rb}+B_m$ можно представить как процесс постепенного уменьшения радиусов доменов обратной намагниченности путем смещения их границ. Анализ этих процессов указывает на то, что в схеме замещения ферритового сердечника они должны быть отражены параллельно включенным активным сопротивлением. Учитывая изложенное, можно считать, что потери на намагничивание ферритового сердечника в импульсном режиме с достаточной степенью точности могут быть учтены с помощью двух параллельно включенных активных сопротивлений $R_в$ и $R_д$ (рис. 19,*б*). В схеме замещения они могут быть объединены в одно сопротивление потерь, которое равно:

$$R_п = \frac{R_в R_д}{R_в + R_д}. \tag{21}$$

Кроме того, в [1—4] указано на необходимость учитывать диэлектрические свойства ферритовых сердечников с помощью параллельно включенной емкости C (рис. 19,*в*).

Однако там же отмечено, что учет емкости в схеме замещения ферритового сердечника с НПГ становится необходимым при заметной величине второй производной индукции по времени $d^2B/dt^2 \geqslant 20 \div 50$ (В/см²)/нс и малой первой производной $dB/dt \leqslant \leqslant 250 \div 500$ В/нс. Поэтому часто бывает вполне достаточным представления схемы замещения ферритового сердечника с НПГ в виде параллельно соединенных сопротивления потерь $R_п$ и индуктивности намагничивания $L_{ст}$ [30].

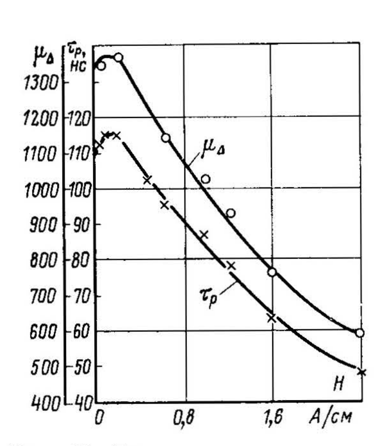


Рис. 20. Заисимость постоянной времени магнитной релаксации от поля намагничивания сердечников марки 1100НМИ (R_0=150 Ом/см).

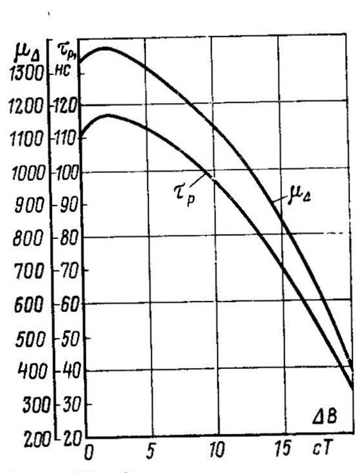


Рис. 21. Зависимость постоянной времени магнитной релаксации от величины перепада индукции сердечников марки 1100НМИ (R_0=150 Ом/см).

Основываясь на приведенных соображениях для диапазона длительностей не менее 1 мкс, можно рассматривать схему замещения ферритового сердечника, состоящей из параллельно соединенных нелинейной индуктивности $L_{ст}$ и сопротивления потерь $R_п$ (рис. 19,*б*). Имеются сведения [10], что подобная схема замещения применяется и для сердечников импульсных трансформаторов наносекундного диапазона.

В этой схеме индуктивность $L_{ст}$ определяется проницаемостью сердечника на частном цикле в статическом режиме:

$$\mu_\Delta = \frac{\Delta B_{ст}}{\mu_0 H_{ст}} = \frac{B_m - B_r}{\mu_0 H_{ст}},$$

где B_m — максимальная индукция, соответствующая напряженности поля намагничивания $H_{ст}$; B_r — остаточная индукция частного цикла.

Проницаемость μ_Δ нелинейно зависит от напряженности приложенного поля (рис. 20) и приращения индукции (рис. 21).

Сопротивление потерь в зависимости от марки материала, состава и технологического процесса изготовления определяется потерями на вихревые токи и вязкостные процессы. В качестве параметра материала следует использовать понятие приведенного сопротивления потерь:

$$R_0 = \frac{lR_п}{w^2S}, \qquad (22)$$

где l — длина средней силовой линии сердечника; w — число витков; S — площадь поперечного сечения сердечника.

Постоянная времени, характеризующая переходный процесс в схеме замещения на рис. 19,*б*, равна постоянной времени магнитной релаксации, которая характеризует переходный процесс намагничивания сердечника до своего статического состояния:

$$\tau_р = \frac{L_{ст}}{R_п} = \frac{\mu_\Delta \mu_0}{R_0}. \qquad (23)$$

На рис. 20 и 21 приведены зависимости постоянной времени магнитной релаксации от величины поля и перепада индукции.

Далее будет показано, что расчет переходного процесса намагничивания сердечника в соответствии с этой схемой замещения хорошо подтверждается экспериментом.

Однако несмотря на то, что в большинстве случаев переходный процесс намагничивания сердечника хорошо рассчитывается по схеме замещения из двух элементов (рис. 19,*б*), при расчете паразитной емкости обмоток трансформатора необходимо учитывать диэлектрические свойства ферритового материала.

Естественно, что у трансформаторов на сердечниках с высокой диэлектрической проницаемостью паразитная емкость будет выше. Для получения минимальной паразитной емкости обмоток трансформатора необходимо ограничивать допустимую диэлектрическую проницаемость сердечника и контролировать ее.

б) Общий случай намагничивания ферритовых сердечников с НПГ от источника с конечным значением внутреннего сопротивления

Когда генератор импульсов имеет конечное значение внутреннего сопротивления R_i для схемы на рис. 22, имеем:

$$u(t) = U_m \frac{R_п}{R_i + R_п} \exp\left(-\frac{t}{\tau_э}\right); \qquad (24)$$

$$i(t) = \frac{U_m}{R_i}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_э}\right)\right] + \frac{U_m}{R + R_i} \exp\left(-\frac{t}{\tau_э}\right); \qquad (25)$$

$$\tau_э = \frac{L_{ст}(R_п + R_i)}{R_i R_п}. \qquad (26)$$

Анализируя (24)—(26), можно заметить, что они легко приводятся к уравнениям намагничивания сердечников в режиме идеального генератора напряжения и в режиме идеального генератора тока. Генератор импульсов может считаться идеальным генератором напряжения по отношению к катушке с ферритовым сердечником, если выполняется следующее условие:

$$t_и \leqslant 0{,}1\tau_э; \tag{27}$$

$$R_п \gg R_i. \tag{28}$$

В этом случае (24)—(26) приводятся к уравнениям

$$u(t) = E = U_m = \text{const}; \tag{29}$$

$$i(t) = \frac{U_m t}{L_{ст}} + \frac{U_m}{R_п} = i_L(t) + i_R; \tag{30}$$

$$\tau_э = \frac{L_{ст}}{R_l}, \tag{31}$$

где E — э. д. с. источника напряжения; t — время; U_m — амплитудное значение напряжения; $u(t)$ и $i(t)$ — мгновенные значения напряжения и тока на обмотке сердечника в функции времени нара-

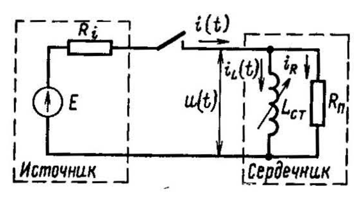


Рис 22. Зависимость постоянной времени магнитной релаксации от велнчиины перепада индукции сердечнников марки 1100НМИ (R_0=150 Ом/см).

стания длительности импульса; i_L и i_R — мгновенные значения индуктивной и активной составляющей тока намагничивания; $\tau_э$ — постоянная времени цепи.

Генератор импульсов может считаться идеальным генератором тока по отношению к катушке с ферритовым сердечником, если выполняются следующие условия:

$$t_и \geqslant \tau_э; \tag{32}$$

$$R_i \gg R_п. \tag{33}$$

Уравнения (24)—(26) приводятся в этом случае к уравнениям

$$u(t) = IR_п \exp\left(-\frac{t}{\tau_э}\right); \tag{34}$$

$$i(t) = I = E/R_п = \text{const}, \tag{35}$$

а постоянная времени такой цепи $\tau_э$ равна постоянной времени магнитной релаксации сердечника:

$$\tau_э \approx \tau_р \approx \frac{L_{ст}}{R_п} = \frac{\mu_\Delta \mu_0}{R_0}, \tag{36}$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная постояиная, Г/м.

На рис. 23 показаны формы входного и выходного импульсов на обмотке сердечника для случаев намагничивания идеальными импульсами напряжения и тока.

После рассмотрения приведенных уравнений переходного процесса в цепи с ферритовым сердечником становится ясно, что контроль сердечников возможен только в условиях, близких к идеализированным.

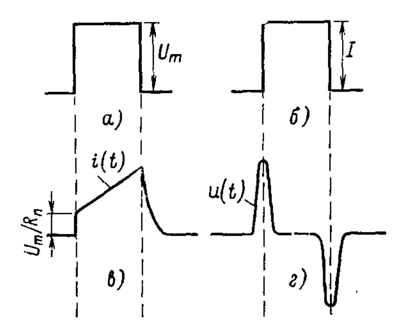


Рис. 23. Формы входного и выходного импульсов на обмотке сердечника при перемагничивании идеальными импульсами напряжения и тока прямоугольной формы.

а — входиой импульс напряжения; *б* — входной нмпульс тока; *в* — выходной импульс тока; *г* — выходной нмпульс напряження.

В этом случае амплитуды выходных сигналов определяются только параметрами самого сердечника и не зависят от параметров измерительной цепи.

в) Намагничивание ферритовых сердечников в режиме воздействия импульсов напряжения

Основными характеристиками ферритового сердечника в импульсном режиме являются перепады импульсной индукции ΔB, импульсного поля намагничивания $H_и$ н импульсной магнитной проницаемости $\mu_и$. Все эти характеристики изменяют свои значения в зависимости от времени нарастания импульса и от длительности импульса.

Определим эти зависимости для случая намагничивания сердечника идеальным импульсом напряжения прямоугольной формы и рассмотрим взаимосвязь статических и импульсных параметров.

Выражение (29) перепишем в виде

$$u(t) = wS \frac{dB}{dt} = U_m. \tag{37}$$

Из (37) найдем:

$$\int_0^{\Delta B} dB = \frac{1}{wS} \int_0^t U_m dt = \frac{U_m}{wS}\, t, \tag{38}$$

отсюда

$$\Delta B(t) = \frac{\Delta B_{ст}}{t_н}\, t, \tag{39}$$

где $\Delta B_{ст}$ — достигнутое приращение индукции за время действня импульса, равное заданному статическому значению.

Подставляя (37) в (30) и преобразуя, получаем:

$$wS\frac{dB}{dt} = R\left[i(t) - i_L(t)\right], \tag{40}$$

отсюда

$$\frac{dB}{dt} = R_э\left[H_и(t) - H_{ст}(t)\right], \tag{41}$$

где $H_и$ — поле намагничивания сердечника при воздействии импульса напряжения малой длительности; $H_{ст}$ — поле намагничивания при достаточно большой длительности импульса, равное статическому значению.

Интересно отметить, что (41) соответствует выражению, полученному в [1—4] для схемы замещения из трех элементов.

Зная зависимость $i(t)$ из (30), подставляя в него (23) и (39) и преобразовывая, найдем выражение для изменения поля намагничивания в зависимости от времени нарастания длительности импульса:

$$H_и(t) = \frac{\Delta B_{ст}}{\mu_э\mu_\Delta(t)}\frac{t}{t_и}\left[1 + \frac{\tau_р(t)}{t}\right] \tag{42}$$

или

$$H_и(t) = H_{ст}(t)\frac{t}{t_и}\left[1 + \frac{\tau_р(t)}{t}\right] = H_{ст}(t)\frac{t}{t_и} + H_R. \tag{43}$$

Амплитудное значение поля намагничивания при $t = t_и$

$$H_и = \frac{\Delta B_{ст}}{\mu_0\mu_\Delta}\left(1 + \frac{\tau_р}{t_и}\right) = H_{ст} + H_R, \tag{44}$$

где H_R — напряженность поля потерь, определяемая активным сопротивлением в схеме замещения:

$$H_R = \frac{\Delta B_{ст}}{t_и R_0}. \tag{45}$$

На рис. 24 приведены совмещенные во времени зависимости $H(t)$ и $H_{ст}(t)$ при длительности импульса напряжения $t_и = 0{,}2$ мкс и при длительности импульса $t_и = 2$ мкс, рассчитанные по (41), а также зависимость $H_{ст}(\Delta B_{ст})$. Для каждого момента времени t подсчитывалось достигнутое значение индукции $\Delta B_{ст}$ и по кривым рис. 21 определялись проницаемость μ_Δ и постоянная времени релаксации $\tau_р$, соответствующие этому значению индукции. Приращение индукции за время действия всего импульса $\Delta B_{ст}$ в обоих случаях составляло 20 сТ. Приращение индукции нарастает линейно с нарастанием времени действия импульса, поэтому зависимости $H_и(t)$ и $H_{ст}(\Delta B_{ст})$ носят один и тот же характер.

В начальный момент времени напряженность поля (ток) намагничивания изменяется скачком

$$i(0) = I_R = \frac{U_m}{R};$$

$$H_и(0) = H_R = \frac{\Delta B_{ст}}{t_и R_0}.$$

Как видно из (43) и рис. 24, напряженность поля намагничивания сердечника в импульсном режиме в любой момент времени действия импульса больше напряженности поля $H_{ст}$ на постоянное значение, равное H_R.

Напряженность поля H_R находится в обратно пропорциональной зависимости от сопротивления потерь. Следовательно, для уменьшения H_R при конструировании импульсных трансформаторов выгодно использовать сердечники из материала с большим R_0.

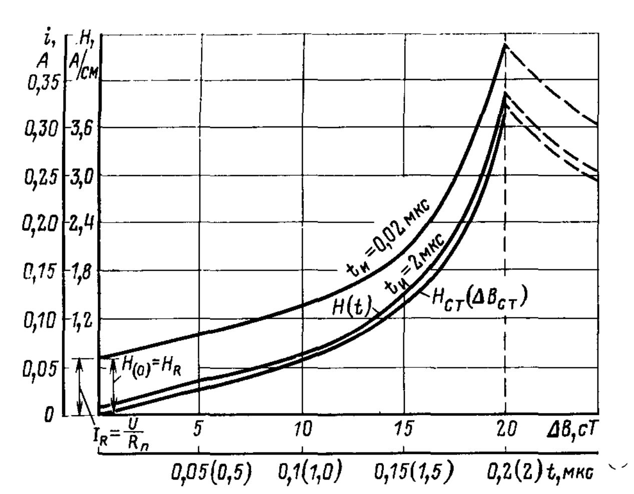


Рис. 24. Зависимость поля намагничивания от времени нарастания импульса при длительности импульса 0,2 и 2 мкс и зависимость поля намагничивания от величины перепада индукции в статическом режиме (ΔB=20 сТ).

Разброс импульсных полей намагничивания $H_и$ может превышать разброс статических полей намагничивания $H_{ст}$, так как он определяется не только разбросом статических параметров сердечника при полях H_a и H_b, как было показано в § 1,д, но и сопротивлением потерь R_0. Разброс значений R_0 и μ_Δ определяет разброс постоянной времени магнитной релаксации от $\tau_{р.мин}$ до $\tau_{р.макс}$.

Учитывая (9), расчет амплитуды импульсных полей намагничивания с учетом разброса параметров сердечника должен производиться по следующим формулам:

$$\left.\begin{aligned} H_{и.мин} &= \left[\frac{\Delta B_0 - \Delta B_{a макс}}{\Delta B_{b макс} - \Delta B_{a макс}} (H_b + H_a)\right]\left(1 + \frac{\tau_{рb мин}}{t_и}\right); \\ H_{и.макс} &= \left[\frac{\Delta B_0 - \Delta B_{a мин}}{\Delta B_{b мин} - \Delta B_{a мин}} (H_b + H_a)\right]\times \\ &\times\left(1 + \frac{\tau_{рb мин}}{t_и}\right). \end{aligned}\right\} \quad (46)$$

Для приращения индукции, достигнутой за время действия импульса напряжения, из (44) найдем уравнение для расчета импульсной проницаемости:

$$\mu_и = \frac{\mu_\Delta}{1 + \frac{\tau_р}{t_и}}. \qquad (47)$$

Таким образом, импульсная проницаемость находится в функциональной зависимости от проницаемости частного цикла, времени магнитной релаксации и длительности импульса.

Выражение (47) может быть записано в виде

$$\mu_и = \mu_\Delta - \frac{\tau_р}{t_и} \mu_и = \mu_\Delta - \mu_R, \qquad (48)$$

где $\mu_R = \tau_р \mu_и / t_и$ — проницаемость потерь.

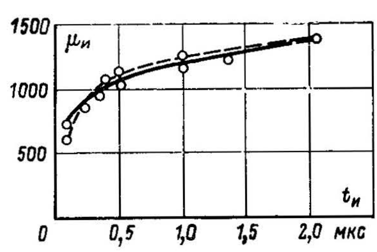


Рис. 25. Зависимость импульсной проницаемости $\mu_и$ от длительности входного импульса напряжения.

Сплошная линия — эксперимент, пунктирная — расчет.

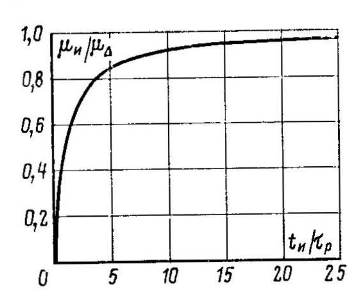


Рис. 26. Зависимость относительного значения импульсной проницаемости $\mu_и/\mu_\Delta$ от относительного значения длительности импульса напряжения $t_и/\tau_р$.

Пользуясь выражением (47) и кривыми, приведенными на рис. 20, можно построить зависимость импульсной проницаемости $\mu_и$ от длительности импульса. На рис. 25 представлены экспериментальные и расчетные зависимости $\mu_и = f(t_и)$. Характер кривых соответствует полученным в [5]. При длительности импульса напряжения $t_и \gg \tau_р$, $\mu_и \approx \mu_\Delta$.

На рис. 26 приведена зависимость относительной импульсной проницаемости $\mu_и/\mu_\Delta$ от относительной длительности импульса, рассчитанная по (48). При длительности импульса $t_и < 5\tau_р$ начинается резкое снижение импульсной проницаемости по отношению к проницаемости частного цикла. При $t_и = 2\tau_р$ импульсная проницаемость ровно наполовину меньше проницаемости μ_Δ. Это означает, что поле намагничивания в импульсном режиме в 2 раза выше поля намагничивания в статическом режиме, а активная и реактивная составляющие поля равны. При длительности импульса $t_и = 20\,\tau_р$ импульсная проницаемость составляет 95,3% проницаемости частного цикла.

Следовательно, при $t_и \geqslant 20\tau_р$ можно с достаточной степенью точности считать $\mu_н = \mu_\Delta$, а режим намагничивания — эквивалентным статическому. Таким образом, при выборе ферритового сердечника для импульсного трансформатора надо стремиться к тому, чтобы длительность импульса значительно превышала постоянную времени магнитной релаксации.

г) Намагничивание ферритовых сердечников с НПГ в режиме воздействия прямоугольных импульсов тока

В режиме воздействия импульсов тока основные характеристики сердечника можно получить из (24)—(26).

Выражение (24) перепишем в виде

$$u(t) = wS\frac{dB}{dt} = IR_п \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right). \tag{49}$$

Тогда

$$\frac{dB}{dt} = \frac{IR_п}{wS}\exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right) = \frac{\Delta B_{ст}}{\tau_р}\exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right). \tag{50}$$

Теперь найдем выражение для нарастания перепада индукции в функции времени

$$\int_0^{\Delta B} dB = \int_0^t \frac{\Delta B_{ст}}{\tau_р}\exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)dt;$$

$$\Delta B(t) = \Delta B_{ст}\left[1 - \exp - \frac{t}{\tau_р})\right]. \tag{51}$$

Намагничивание сердечника происходит по экспоненте, при $t \geqslant 5\tau_р$ перепад индукции $\Delta B \approx \Delta B_{ст}$. На рис. 27 приведены зависимости $u(t)$ и $B(t)$, рассчитанные по (49) и (51) для сердечника размером $10 \times 6 \times 2$ с постоянной времени релаксации $\tau_р = 50$ нс и $\mu_\Delta = 1100$ при воздействии идеально прямоугольного импульса тока с амплитудой 1 А ($w = 1$).

Импульсная проницаемость в режиме воздействия импульсов тока может быть найдена из (51):

$$\mu_и(t) = \frac{\Delta B(t)}{\mu_0 H} = \frac{\Delta B_{ст}}{\mu_0 H}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)\right] =$$

$$= \mu_\Delta\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)\right]. \tag{52}$$

Таким образом, импульсная проницаемость, так же как и индукция, экспоненциально нарастает во времени. При $t \geqslant 5\tau_р$ она достигает значения, равного значению статической проницаемости частного цикла, соответствующего напряженности приложенного

поля H. Максимальное значение перепада индукции и импульсной проницаемости, достигнутое за время действия импульса, следующее:

$$\Delta B = \Delta B_{ст} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_и}{\tau_р}\right)\right]; \tag{53}$$

$$\mu_и = \mu_\Delta \left[1 - \exp\left(-\frac{t_и}{\tau_р}\right)\right]. \tag{54}$$

При длительности импульса $t_и < 5\tau_р$ максимальные ΔB не успевают достигнуть своего статического значения. Так, при длительности импульса $t_и = \tau_р$ максимальное значение $\Delta B = 0{,}63\,\Delta B_{ст}$, а максимальное значение $\mu_и = 0{,}63\,\mu_\Delta$. На рис. 28 приведены зависимости относительных максимальных значений $\mu_и$ и ΔB в зависимости от относительной длительности импульса $t_и/\tau_р$.

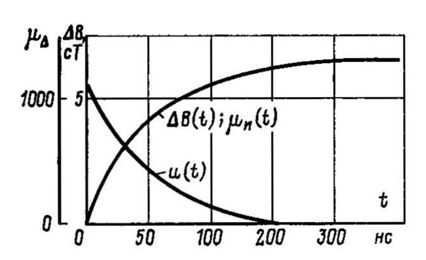


Рис. 27. Зависимости $u(t)$, $\Delta B(t)$ и $\mu_\Delta(t)$.

Легко заметить, что (52) может быть представлено в виде двух компонент:

$$\mu_и(t) = \mu_\Delta - \mu_R, \tag{55}$$

где проницаемость потерь

$$\mu_R(t) = \mu_\Delta \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right). \tag{56}$$

Если компонента μ_Δ с изменением времени остается постоянной, то компонента μ_R с увеличением длительности импульса уменьшается по экспоненциальному закону и при длительности импульса $t_и = 5\tau_р$ μ_R практически равна нулю, а импульсная проницаемость равна проницаемости частного цикла. При очень малых длительностях импульса $t_и \leqslant 0{,}1\tau_р$ можно считать, что импульсная проницаемость определяется только проницаемостью потерь, которая в этом случае может быть выражена следующим образом:

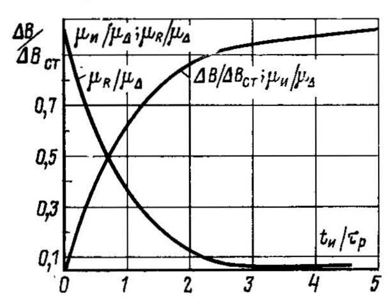


Рис. 28. Зависимости максимальных значений относительных величин $\Delta B/\Delta B_{ст}$, $\mu_и/\mu_\Delta$ и μ_R/μ_Δ от относительной длительности импульса напряжения.

$$\mu_и(t) \approx \mu_\Delta \frac{t}{\tau_р} \approx \frac{R_0 t}{\mu_0} \approx \mu_R(t). \tag{57}$$

д) Намагничивание ферритовых сердечников с НПГ импульсом напряжения неидеально прямоугольной формы

Ранее рассматривались процессы в сердечнике, вызываемые действием на его обмотку строго прямоугольных импульсов напряжения или тока. Однако представляет практический интерес произвести оценку влияния формы действующего импульса напряжения на значение и характер тока намагничивания и формы действующего импульса тока на значение и характер импульса напряжения на обмотке сердечника.

Рассмотрим влияние формы импульса напряжения в предположении, что проницаемость $\mu_\Delta = \text{const}$ и $R_0 = \text{const}$, т. е. индуктивность и сопротивление в схеме замещения линейны. Пусть импульс напряжения имеет форму, показанную на рис. 29, и нарастает по закону

$$u(t) = \frac{U_m}{t_ф} t,$$

а при $t_ф < t < t_и$

$$u(t) = U_m = \text{const}.$$

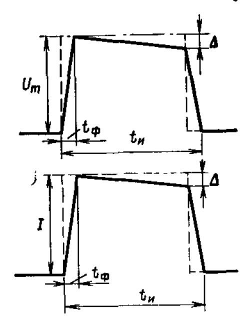


Рис. 29. Форма импульсов напряжения и тока, близкая к реальной.

За время нарастания фронта импульса напряжения изменение индукции в сердечнике определяется как

$$u(t) = wS\frac{dB}{dt};$$

$$\frac{dB}{dt} = \frac{U_m}{t_ф wS} t; \tag{58}$$

$$\Delta B_{tф} = \int_0^t \frac{U_m t dt}{t_ф wS} = \frac{U_m t^2}{2t_ф wS} = \Delta B_{ст}\frac{t}{2t_ф}. \tag{59}$$

Общее изменение индукции за время $t = t_и$

$$\Delta B = \Delta B_{tф} + \Delta B_{tи-tф} = \frac{U_m}{wS}\left(t_и - \frac{t_ф}{2}\right). \tag{60}$$

Таким образом, при воздействии импульса напряжения с конечной длительностью фронта перепад индукции меньше, чем при воз-

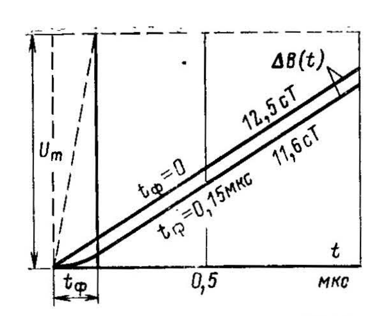


Рис. 30. Зависимость $\Delta B(t)$ при воздействии на сердечник идеально прямоугольного импульса напряжения и импульса с временем нарастания $t_ф = 15$ мкс.

действии идеально прямоугольного импульса той же длительности. На рис. 30 приведены зависимости $\Delta B(t)$, рассчитанные по (39) и (60).

Теперь рассмотрим, как влияет конечная длительность переднего фронта импульса напряжения на ток и напряженность поля намагничивания сердечника. Поскольку $i(t)$ и $H(t)$ связаны друг с другом через постоянный коэффициент, зависящий от числа витков и длины средней силовой линии, то нарастание тока намагничивания и поля намагничивания будет происходить по одному закону.

Из (44)

$$i(t) = \frac{U_m}{R}\left(1 + \frac{t}{\tau_р}\right);$$

$$H(t) = \frac{wi(t)}{l} = H_{ст}\frac{\tau_р}{t_и}\left(1 + \frac{t}{\tau_р}\right).$$

Зная $i(t)$, всегда легко найти $H(t)$. Рассмотрим переходный процесс намагничивания сердечника импульсом напряжения трапецеидальной формы для $i(t)$. Применим к (44) интеграл Дюамеля и после преобразований найдем:

$$i(t) = \frac{U_m t}{t_ф R}\left(1 + \frac{t}{2\tau_р}\right). \tag{61}$$

При $t = t_ф$ (61) примет вид:

$$I_{tф} = \frac{U_m}{R}\left(1 + \frac{t_ф}{2\tau_р}\right), \tag{62}$$

а при $t_2 < t < t_и$ нарастание тока намагничивания будет следующим:

$$i(t) = \frac{U_m}{R}\frac{t - t_ф}{\tau_р}. \tag{63}$$

Общее выражение для амплитуды тока намагничивания при воздействии импульса напряжения непрямоугольной формы при $t = t_и$

$$I' = \frac{U_m}{R}\left(1 + \frac{t_ф}{2\tau_р}\right) + \frac{U_m}{R}\frac{t_и - t_ф}{\tau_р}. \tag{64}$$

Относительное значение тока намагничивания при намагничивании сердечника импульсом напряжения неидеально прямоугольной

формы к току намагничивания при воздействии идеальным импульсом напряжения будет определяться следующим выражением:

$$\frac{I'}{I}=\frac{H'}{H}=1-\frac{t_ф/2\tau_р}{t_и/\tau_р+1};\qquad(65)$$

очевидна зависимость от длительности фронта импульса напряжения, постоянной времени магнитной релаксации и соотношения длительности импульса и длительности фронта. На рис. 31 приведена зависимость относительного значения тока намагничивания в зависимости от относительного значения длительности фронта импульса напряжения, построенная в соответствии с (65). Отклонение тока намагничивания, получаемого при воздействии реального импульса, от тока намагничивания, получаемого при воздействии идеально прямоугольного импульса, тем больше, чем больше превышает дли-

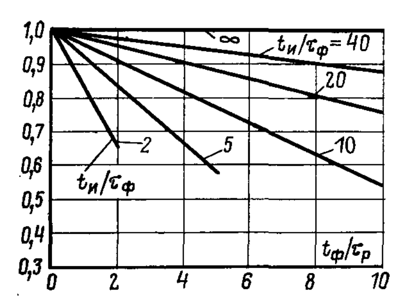


Рис. 31. Относительное значение тока намагничивания в зависимости от относительного значения длительиости переднего фронта импульса напряжения и его относительной длительиости.

Рис. 32. Относительное значение тока намагничивания в зависимости от относительного значеиия длительности импульса напряжеиия.

тельность фронта импульса постояиную времени магнитной релаксации и чем короче длительность импульса. Следовательно, требования к уменьшеиию длительности фронта импульса $t_ф$ будут тем меньше, чем больше длительность импульса $t_и$. Так, для относительной длительности импульса $t_и/t_ф=40$ при $t_ф/\tau_р<2$ ток намагничиваиия будет ие более чем на 5% меньше тока, получаемого при воздействии идеально прямоугольного импульса, а для $t_и/t_ф=2$ это же соотношение токов можно получить лишь при $t_ф/\tau_р\leqslant 0{,}2$.

Изменеиие относительного значения тока намагничивания от соотношения длительиости импульса $t_и$ и длительности фроита $t_ф$ при различных значениях $t_ф/\tau_р$ показано на рис. 32. При увеличении длительности импульса по сравнению с длительиостью фронта $t_ф$ отношение токов $I'/I\longrightarrow 1$. При $t_и/t_ф<5$ сказывается влияние постоянной времени магнитной релаксации. Чем больше значение $\tau_р$, тем больше уменьшается ток намагничивания I' с уменьшением соотношения $t_и/t_ф$. Наибольшее влияние значения $t_и/t_ф$ происходит при чисто индуктивной схеме замещения сердечника, т. е. когда $R_п\longrightarrow\infty$.

Легко найти в этом случае

$$I' = \frac{U_m}{L}\left(t_и - \frac{t_ф}{2}\right); \qquad (66)$$

$$\frac{I'}{I} = \frac{H'}{H} = 1 - \frac{t_ф}{2t_и}. \qquad (67)$$

Рассмотрим теперь влияние спада плоской части импульса иа значение и характер изменения индукции и тока иамагничивания.

Пусть

$$e(t) = U_m - \frac{\Delta}{t_и} t,$$

тогда

$$wS\frac{dB}{dt} = U_m - \frac{\Delta}{t_и} t \qquad (68)$$

и

$$\Delta B(t) = \frac{1}{wS}\int_0^t \left(U_m - \frac{\Delta}{t_и} t\right) dt = \frac{1}{wS}\left(U_m t - \frac{\Delta t^2}{t_и}\right). \qquad (69)$$

Максимальный перепад индукции при этом

$$\Delta B = \frac{1}{wS}(U_m - \Delta)\, t. \qquad (70)$$

Следовательно, наличие спада плоской части импульса приводит к уменьшению перепада индукции. Зависимость $\Delta B(t)$ при воздействии идеально прямоугольного импульса с амплитудой $U_m =$

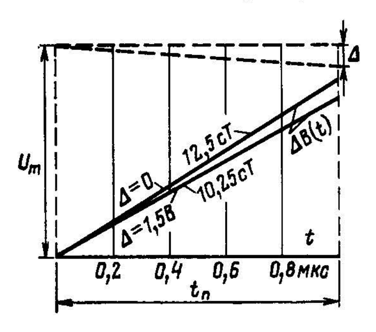


Рис. 33. Зависимость $\Delta B(t)$ при воздействии на сердечник импульса с идеально прямоугольной вершиной и импульса, имеющего значение среза $\Delta = 1{,}5$ В.

$= 15$ В и импульса со спадом плоской части $\Delta = 1{,}5$ В показана на рис. 33.

Ток намагничивания в этом случае

$$i(t) = \frac{\Delta}{t_и S}\left(t + \frac{t^2}{2\tau_р}\right).$$

Амплитудное значение тока намагничивания

$$I' = \frac{U_m}{R}\left(1 + \frac{t_и}{\tau_р}\right) - \frac{\Delta}{R}\left(1 + \frac{t_и}{2\tau_р}\right). \qquad (71)$$

Относительное значение тока намагничиваиия при намагничивании сердечника импульсом напряжения со спадом плоской части импульса к току намагничивания при воздействии идеальным импульсом напряжения будет определяться следующим выражением:

$$\frac{I'}{I}=\frac{H'}{H}=1-\frac{\Delta}{U_m}\,\frac{1+t_и/2\tau_р}{1+t_и/\tau_р}. \qquad (72)$$

Как видно из рис. 34, при $\Delta/U_m=0{,}5$ ток намагничивания уменьшается не на 50%, а несколько меньше, в зависимости от соотношения $t_и/\tau_р$ в пределах от 35 до 25%. В соответствии с требованиями относительное значение среза при проверке сердечников не должно превышать 5%. В этом случае уменьшение тока намагничивания

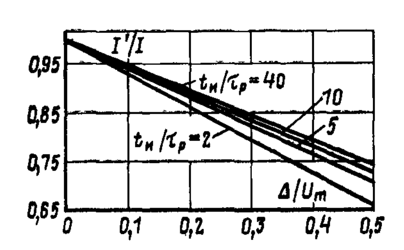


Рис. 34. Зависимость относительного значения тока намагничивания от относительного значения среза импульса при различиых величииах относительной длительности импульса.

Рис. 35. Зависимость относительного значения тока намагиичивания от отиосительной длительности импульса при различном относительном зиачении среза импульса.

будет составлять около 3% по сравнению с током намагничивания при идеально прямоугольной форме импульса для широкого диапазона изменения $t_и/\tau_р$. На рис. 35 представлена зависимость относительных значений тока намагничивания от длительности импульса, из которой видно, что уменьшение тока намагничивания можно считать одинаковым и не зависящим от постоянной времени релаксации для $\Delta\leqslant 0{,}1U_m$.

В итоге рассмотрения процесса перемагничивания ферритовых сердечников с НПГ импульсами напряжения неидеальио прямоугольной формы показано, что:

1) ток намагничивания зависит от длительности фронта импульса иапряжения тем больше, чем больше превышает длительиость фронта импульса постояниую времени магиитной релаксации и чем короче длительиость импульса. Для получения тока намагиичивания такого же, как и при воздействии идеально прямоугольного импульса напряжения, необходимо, чтобы выполнялось условие $t_ф<\tau_р$ или $t_и/\tau_р>40$;

2) чем меньше постоянная времени релаксации сердечника ($R_п\longrightarrow\infty$), тем в большей степени играет роль неидеальная форма импульса;

3) импульсная индукция ΔB_1 при воздействии неидеально прямоугольного импульса напряжения меньше, чем при воздействии идеально прямоугольного импульса;

4) аналогичное влияние оказывает срез на вершине импульса напряжения. Влияние среза становится незначительным при $\Delta/U_m \leqslant \leqslant 0{,}05$;

5) неидеальная форма импульса напряжения влияет на точность измерения параметров сердечников.

е) Намагничивание ферритового сердечника с НПГ импульсом тока неидеально прямоугольной формы

Пусть ток, воздействующий на сердечник как функция времени, описывается следующим образом:

$$i(t) = \frac{I}{t_ф} t \quad \text{при } 0 \leqslant t \leqslant t_ф;$$
$$i(t) = I \quad \text{при } t_ф < t < t_и,$$

что соответствует форме импульса тока, показанной на рис. 29.

Определим напряжение на обмотке сердечника, пользуясь интегралом Дюамеля, исходя из выражения (49) для $u(t)$:

$$u(t) = \int_0^t \frac{I}{t_ф} R_п \exp\left(-\frac{t-\gamma}{\tau_р}\right) d\gamma =$$

$$= \frac{IR_п \tau_р}{t_ф}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{t_ф}\right)\right] = \frac{IL}{t_ф}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)\right]. \quad (73)$$

Амплитуда напряжения на обмотке сердечника, учитывая (73), примет вид:

$$U_m = \frac{IR_п \tau_р}{t_ф}\left[1 - \exp\left(-\frac{t_ф}{\tau_р}\right)\right]. \quad (74)$$

Рассмотрим, как меняется (74) при изменении отношения $t_ф/\tau_р$. Пусть импульс тока имеет фронт нарастания, при котором удовлетворяется неравенство $t_ф/\tau_р \leqslant 0{,}1$, т. е.

$$1 - \exp\left(-\frac{t_ф}{\tau_р}\right) \approx \frac{t_ф}{\tau_р}. \quad (75)$$

Подставив (75) в (74), получим:

$$U_m \approx \frac{IR_п \tau_р}{t_ф} \frac{t_ф}{\tau_р} \approx IR_п. \quad (76)$$

Из (76) вытекает, что при $\tau_р \gg t_ф$ амплитудное значение напряжения на обмотке сердечника не зависит от индуктивной составляющей схемы замещения (проницаемости частного цикла сердечника) и определяется только активной составляющей $R_п$.

Теперь рассмотрим случай, когда длительность фронта значительно превышает постоянную времени магнитной релаксации так, что удовлетворяется следующее соотношение:

$$t_ф/\tau_р \geqslant 5,$$

тогда

$$1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right) \approx 1,$$

(74) может быть преобразовано к виду

$$U_m = \frac{IR_п L}{t_ф R_п} = \frac{IL}{t_ф}. \qquad (77)$$

При большой длительности нарастания фронта импульса тока амплитуда напряжения определяется только индуктивной составляющей схемы частного цикла замещения сердечника (проницаемостью сердечника).

Таким образом, для импульса тока с коротким фронтом схема замещения сердечника может быть чисто активной, а для импульса тока с очень затянутым фронтом — чисто индуктивной. В промежуточных случаях играют роль обе составляющие схемы замещения. На рис. 36 приведены зависимости амплитуды напряжения на выходной обмотке $U_{m1}(t_ф)$ и $U_{m2}(t_ф)$, рассчитанные по (74) при воздействии импульса тока 1 А ($w=1$) на сердечник с размерами 10×6×2 и временем магнитной релаксации $\tau_р = 0{,}05$ мкс и на сердечник с временем магнитной релаксации $\tau_{р2} = 0{,}01$ мкс. Оба сердечника имеют одинаковую магнитную проницаемость 1100, но разные значения приведенного сопротивления потерь $R_{01} = 280$ Ом/см и $R_{02} = 1300$ Ом/см. Кроме того, построена зависимость $U_{m3}(t_ф)$ для случая чисто индуктивной схемы замещения ($R \longrightarrow \infty$) и двух чисто активных схем замещения с

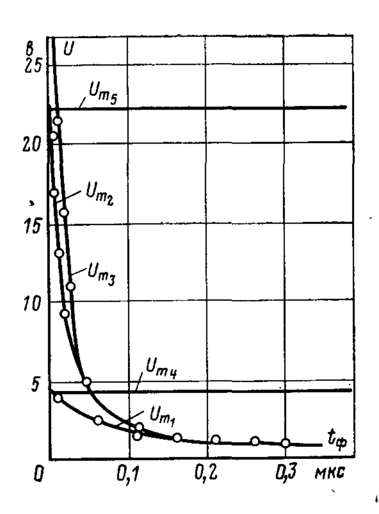


Рис. 36. Зависимость $U_m(t_ф)$ при $I=1$ А для сердечника размера 10×6×2. U_{m1} для $\tau_р = 0{,}01$ мкс, U_{m2} для $\tau_р = 0{,}05$ мкс, U_{m3}—$R_0 = \infty$, U_{m4}—$R_0 = 2800$ Ом/см, L — отсутствует, U_{m5}—$R_0 = 1300$ Ом/см.

$R_1(R_{01} = 280$ Ом/см$)$—$U_{m4}(t_ф)$ и $R_2(R_{02} = 1300$ Ом/см$)$—$U_{m5}(t_ф)$. При $t_ф \longrightarrow 0$ значения U_{m1} и U_{m2} равны значениям U_{m4} и U_{m5} соответственно, а при $t_ф \longrightarrow 0$ обе зависимости $U_{m1}(t_ф)$, $U_{m2}(t_ф)$ сливаются с зависимостью $U_{m3}(t_ф)$. Следует отметить, что при $t_ф \longrightarrow 0$ амплитуда $U_{m3} \longrightarrow \infty$.

Относительное изменение амплитуды напряжения на обмотке сердечника U'_m по сравнению с амплитудой, получаемой при воздействии идеально прямоугольного импульса U_m:

$$\frac{U'_m}{U_m} = \frac{IR_п \tau_р \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)\right]}{t_ф IR_п \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)} =$$

$$= \frac{\tau_р}{t_ф}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)\right]. \qquad (78)$$

Эта зависимость приведена на рис. 37. С увеличением $t_ф/\tau_р$ относительное значение амплитуды напряжения уменьшается и при

$$\frac{t_ф}{\tau_р} > 5 \frac{U'_m}{U_m} \approx \frac{\tau_р}{t_ф}.$$

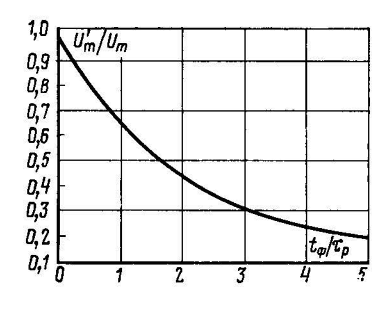


Рис. 37. Относительное значение амплитуды напряжения на обмотке сердечника в зависимости от относительного значения длительности переднего фронта импульса.

Теперь рассмотрим изменение напряжения на обмотке сердечника как функцию времени.

При $0<t<t_ф$ и (t) описывается (73), а при $t_ф<t<t_и$

$$u(t) = IR_п \exp\left(-\frac{t - t_ф}{\tau_р}\right). \qquad (79)$$

В соответствии с (73) для $0<t<t_ф$ и (79) рассчитана и построена форма импульса на обмотке сердечника (рис. 38). Одновременно на этом рисунке представлена осциллограмма напряжения

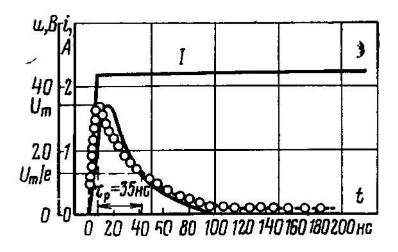


Рис. 38. Осциллограмма напряжения на выходной обмотке сердечника из [1] — сплошная линия и расчетная зависимость $u(t)$ — пунктирная линия.

из [1]. Расчет производился для сердечника размера $7 \times 4 \times 2$ при воздействии на него импульса тока с амплитудой 2,2 А и длительностью фронта 8 нс, что соответствует режиму в [1]. Кроме того, для расчета была выбрана та же постоянная времени магнитной релаксации $\tau_р = 35$ нс, которая была найдена из условия, что в момент времени, когда амплитуда напряжения уменьшается в e раз, $t = \tau_р$. Форма напряжения в обоих случаях достаточно близка друг к другу. Расхождение может быть вызвано отклонением формы импульса тока от трапецеидальной наличием емкостной составляющей в схеме замещения и погрешностью фотографирования и совмещения. Однако достаточно малые расхождения между расчетной зависимостью по (73) и (79) и осциллограммой из [1] позволяют считать возможным пользоваться схемой замещения, состоящей только из индуктивности и сопротивления.

Перейдем к рассмотрению процесса нарастания индукции при неидеально прямоугольной форме импульса тока.

В соответствии с (73)

$$u(t) = wS\frac{dB}{dt} = \frac{IL}{t_ф}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)\right],$$

отсюда

$$\frac{dB}{dt} = \frac{IL}{wSt_ф}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)\right] = \frac{\Delta B_{ст}}{t_ф}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)\right], \quad (80)$$

тогда

$$\int_0^{\Delta B} dB = \Delta B_{тс}\left\{\frac{t}{t_r} - \frac{\tau_р}{t_ф}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)\right]\right\}.$$

Отсюда для момента времени $0 < t < t_ф$

$$\Delta B(t) = \Delta B_{ст}\left\{\frac{t}{t_ф} - \frac{\tau_р}{t_ф}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)\right]\right\}; \quad (81)$$

В момент времени $t = t_ф$

$$\Delta B_t\, t_ф = \Delta B_{ст}\left\{1 - \frac{\tau_р}{t_ф}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_р}\right)\right]\right\}. \quad (82)$$

Перепад индукции $\Delta B_{tф}$ за время $t = t_ф$ зависит от соотношения длительности фронта импульса тока и значения постоянной времени релаксации. При очень коротком фронте импульса тока, когда $t_ф < \tau_р \leqslant 0{,}1$,

$$\Delta B_t\, t_ф \to 0,$$

при $t_ф/\tau_р \geqslant 5$

$$\Delta B_t\, t_ф = \Delta B_{ст}\left(1 - \frac{\tau_р}{t_ф}\right). \quad (83)$$

Начиная с момента времени $t>t_ф$ нарастание индукции будет происходить в соответстви с (51):

$$\Delta B(t) = \Delta B_{ст} \left[1 - \exp\left(-\frac{t - t_Ф}{\tau_р}\right)\right]. \quad (84)$$

На рис. 39 приведена зависимость $\Delta B(t)$, рассчитанная в соответствии с (82) для $t<t_ф=8$ нс и в соответствии с (84) для $t>t_ф$ для сердечника с постоянной времени релаксации $\tau_р=20$ нс, с размерами $7\times4\times2$ и $\Delta B=17{,}50$ сТ при действии импульса поля 2,15 А/см. Одновременно на этом же рисунке приведена зависимость из [1], измеренная в том же режиме. Совпадение экспериментальной кривой, полученной в [1] и рассчитанной по (82) и (84), достаточно хорошее, что еще раз подтверждает возможность использования схемы замещения, состоящей из индуктивности и сопротивления. Итак, при рассмотрении перемагничивания ферритового сердечника с НПГ импульсом тока трапецеидальной формы показано, что:

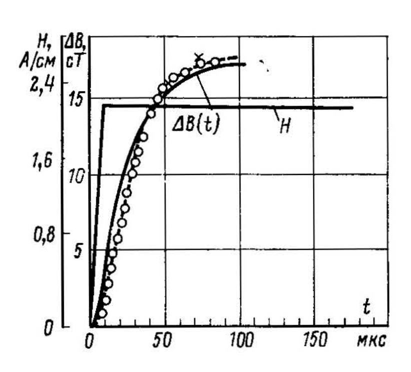


Рис. 39. Зависимость $\Delta B(t)$ из [1] — пунктирная линия и расчетная зависимость — сплошная линия.

1) амплитуда выходного напряжения при $t_ф/\tau_р \leqslant 0{,}1$ определяется сопротивлением потерь, а при $t_ф/\tau_р \geqslant 5$ проницаемостью частного цикла μ_Δ. В промежуточных случаях она зависит от обоих параметров сердечника. Следовательно, проверку ферритовых сердечников по значению μ_Δ можно производить импульсом тока, у которого $t_ф/\tau_р \geqslant 5$;

2) с увеличением $t_ф/\tau_р$ амплитуда выходного напряжения уменьшается;

3) нарастание индукции в зависимости от времени действия импульса происходит в соответствии с (82);

4) зависимость $u(t)$, рассчитанная по (73) и (79), и осциллограмма $u(t)$, полученная в [1], совпадают достаточно хорошо. Это подтверждает возможность использования схемы замещения из двух элементов: индуктивности и сопротивления.

ж) Потери энергии в ферритовом сердечнике с НПГ при однополярном намагничивании

Известно [1—8], что наиболее точное определение потерь энергии в сердечнике может быть осуществлено по данным импульсной петли гистерезиса частного цикла. Если H — суммарная напряженность поля, создаваемого обмоткой трансформатора, а $\Delta B=f(H)$ — аналитическое выражение импульсной петли гистерезиса, то потеря

энергии за один полный цикл составит:

$$W = \int_0^T uidt = V \oint Hd(\Delta B), \qquad (85)$$

где V — объем сердечника; входящий в (85) интеграл представляет собой площадь импульсной петли гистерезиса.

Строгое аналитическое определение потерь связано с громоздкими вычислениями и практически не является рациональным. Достаточно точная для практических целей оценка потерь энергии в сердечнике может быть получена, исходя из эквивалентной электрической схемы замещения сердечника.

Согласно электрической схеме замещения сердечника энергия, поступающая в сердечник за время $t_и$ действия рабочего импульса, определяется энергией, поглощаемой двумя ветвями схемы $L_{ст}$ и $R_п$:

$$W = \int_0^{t_и} uidt = u \int_0^{t_и} \left(\frac{U_m t}{L_{ст}} + \frac{U_m}{R_п} \right) dt = \frac{U^2_и\, t_и}{2L_{ст}} +$$

$$+ \frac{U^2_m\, t_и}{R_п} = \frac{\Delta B^2 Sl}{2\mu_0 \mu_\Delta} + \frac{\Delta B^2 Sl}{R_0 t_и}, \qquad (86)$$

где $\Delta B_{ст}$, •С; $t_и$, с; S, м²; l, м; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м;

$$W_р = \frac{U^2_m\, t_и}{R_п} = \frac{\Delta B^2 Sl}{R_0 t_и} = Sls_1 \qquad (87)$$

— энергия, рассеиваемая в сердечнике; s_1 — площадь, заштрихованная на рис. 40;

$$W_н = \frac{U^2_m t^2_и}{2L_{ст}} = \frac{\Delta B^2 Sl}{2\mu_0 \mu_\Delta} = Sls_2 \qquad (88)$$

— энергия намагничивания, т. е. энергия, передаваемая в нагрузку или запасаемая в сердечнике; s_2 — площадь, заштрихованная на рис. 40 дважды.

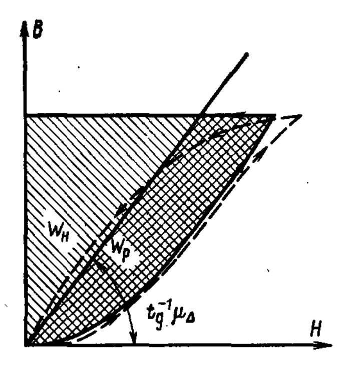


Рис. 40. Рассеиваемая в сердечнике энергия (площадь $W_р$) и запасаемая сердечником энергия (площадь $W_н$).

Из уравнения (88) видно, что энергия намагничивания не зависит от длительности импульса и определяется приращением индукции и проницаемостью сердечника. Энергия же, рассеиваемая сердечником (87), прямо пропорциональна квадрату перепада индукции и обратно пропорциональна длительности импульса и сопротивления потерь. После дальнейшего преобразования (86) получаем следующее выражение для значения

энергии, прикладываемой к сердечнику:

$$W = \frac{\Delta B^2 Sl}{2\mu_0\mu_\Delta}\left(1 + \frac{2\tau_р}{t_и}\right). \quad (89)$$

Запасенная в сердечнике энергия намагничивания рассеивается в течение длительного интервала времени частично на активных сопротивлениях внешней цепи, частично в самом сердечнике. Точный учет распределения запасенной энергии требует знания всех параметров внешней цепи. Если $R_и$ — эквивалентное сопротивление нагрузки, то энергия, теряемая в сердечнике в течение интервала времени между импульсами, равна:

$$W'_н = \frac{W_н}{1 + R_п/R_н}. \quad (90)$$

Во многих случаях, когда источник питания и нагрузка имеют вентильный характер, можно приближенно полагать, что вся энергия, запасенная в сердечнике, рассеивается в нем в течение интервала между импульсами.

Суммарная энергия, теряемая в сердечнике за период, равна:

$$W' = W'_н + W_р. \quad (91)$$

Относительное значение полных потерь в сердечнике равно:

$$\frac{W'}{W} = \frac{W'_и + W_р}{W_н + W_р}. \quad (92)$$

На рис. 41 приведена зависимость относительного значения рассеиваемой в сердечнике энергии от относительной длительности импульса при различных сопротивлениях нагрузки. При сопротивлении нагрузки $R_н \to \infty$ почти вся прикладываемая к сердечнику энергия рассеивается в сердечнике, и, наоборот, при сопротивлении нагрузки $R_н \to 0$ почти вся прикладываемая к сердечнику энергия рассеивается на нагрузочном сопротивлении. Однако это заключение соответствует действительности только для значений относительной длительности импульса $t_и/\tau_р > 20$. При малых $t/\tau_р < 5$ энергия, рассеиваемая в сердечнике, резко возрастает независимо от сопротивления нагрузки. На рис. 42 показана зависимость относительного значения расеиваемой в сердечнике энергии от значения сопротивления нагрузки. При сопротивлении нагрузки $R_н < 2R_п$ энер-

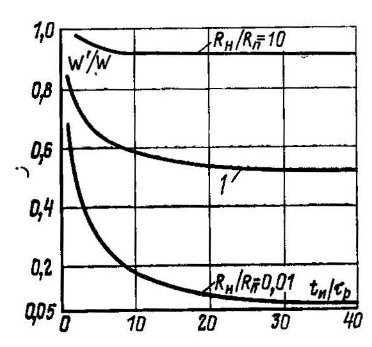


Рис. 41. Зависимость относительной величины рассеиваемой в сердечнике энергии от относительной длительности импульса при различных сопротивлениях нагрузки.

гия, рассеиваемая в сердечнике, резко уменьшается, особенно при больших длительностях импульса.

В результате рассмогрения потерь энергии при однополярном перемагничивании сердечников с НПГ показано, что:

1) эта энергия состоит из энергии, рассеиваемой в сердечнике (87) и энергии намагничивания (88) или запасаемой сердечником энергии;

2) запасенная в сердечнике энергия рассеивается в течение интервала времени между импульсами на активных сопротивлениях внешней цепи, частично в самом сердечнике;

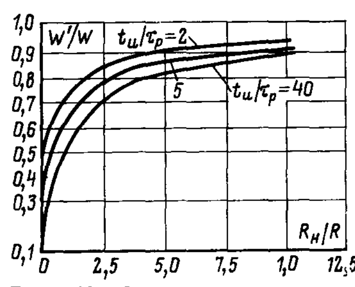


Рис. 42. Зависимость относительного значения рассеиваемой в сердечнике энергии от значения сопротивления нагрузки при различных длительностях импульса.

3) при большом сопротивлении нагрузки почти вся прикладываемая к сердечнику энергия рассеивается в сердечнике, а при малом сопротивлении иагрузкн — на нагрузочном сопротивлении.

з) Нагревание сердечника с НПГ при намагничивании и предельная частота работы

Важиым эксплуатационным параметром ферромагнитных сердечников является предельная частота работы. Воздействие одиополярных импульсов с большой частотой может привести к саморазогреву сердечников и значительному изменению их магиитных свойств в связи с этим. Известны методы расчета температуры перегрева и предельной частоты работы ферритовых сердечников с НПГ, например [3, 16]. Произведем аналогичный расчет применительно к режиму однополярного намагничивания ферритовых сердечников с НПГ.

Оценив изменение магнитных свойств сердечника при максимальной рабочей температуре внешней среды $t_{ср}$, можно определить допустимое превышение температуры сердечника

$$\Delta t_{доп}=t_{сердечн}+t_{ср}. \qquad (93)$$

Энергия, идущая на разогрев сердечника во время действия импульса, равна:

$$W_{t_и}=W_р=\frac{\Delta B^2 Sl}{R_0 t_и}, \qquad (94)$$

а в промежутках между импульсами

$$W_{T-t_и}=W'_и=\frac{\Delta B^2 Sl}{2\mu_0\mu_\Delta(1+R_п/R'_н)}. \qquad (95)$$

Выделяемая при этом мощность равиа соответственно

$$P_{t_и}=\frac{W_{t_и}}{t_и}=\frac{\Delta B^2 Sl}{R_0 t^2_и}; \qquad (96)$$

$$P_{T-t_и} = \frac{W_{T-t_и}}{T - t_и} = \frac{\Delta B^2 S l}{2\mu_0 \mu_\Delta \left(1 + \frac{R_п}{R_н}\right)(T - t_и)}. \quad (97)$$

Если из условий нагрева сердечника задать допустимую мощность $P_{доп}$, которую может отвести в окружающую среду сердечник данных размеров, то можно рассчитать минимальную длительность импульса и определить предельную частоту работы сердечника. Подставив значение $P_{доп}$ в (96), получим:

$$P_{доп} = \frac{\Delta B^2 S l}{R_0 t^2_и},$$

откуда

$$t_{и.мин} = \Delta B \sqrt{\frac{Sl}{R_0 P_{доп}}} = \Delta B \sqrt{\frac{Sl\tau_р}{4\pi 10^7 \mu_\Delta P_{доп}}}. \quad (98)$$

Подставив $P_{доп}$ в (97), получим:

$$P_{доп} = \frac{\Delta B^2 S l}{2\mu_0 \mu_\Delta (1 + R_п/R'_н)(T - t_и)},$$

откуда

$$(T - t_и)_{мин} = \frac{\Delta B^2 S l}{2\mu_0 \mu_\Delta P_{доп} (1 + R_п/R'_н)}, \quad (99)$$

в период повторения импульсов

$$T_{мин} = \frac{\Delta B^2 S l}{2\mu_0 \mu_\Delta P_{доп} (1 + R_п/R'_н)} + \sqrt{\frac{\Delta B^2 S l}{R_0 P_{доп}}} \quad (100)$$

и предельная частота работы

$$f_{макс} = \frac{1}{T_{мин}} = \frac{1}{\frac{\Delta B^2 S l}{2\mu_0 \mu_\Delta P_{доп} (1 + R_п/R'_н)} + \sqrt{\frac{\Delta B^2 S l}{R_0 P_{доп}}}} =$$

$$= \frac{2\mu_0 \mu_\Delta P_{доп} (1 + R_п/R'_н) \sqrt{R_0}}{\Delta B^2 S l \sqrt{R_0} + 2\Delta B \mu_0 \mu_\Delta (1 + R_п/R'_н) \sqrt{S l P_{доп}}}. \quad (101)$$

При увеличении частоты выше $f_{макс}$ нагрев сердечника будет превышать заданное значение.

Рассеиваемая нагретым сердечником мощность является функцией физических свойств сердечника и внешней среды. Она зависит не только от поверхности охлаждения и превышения температуры среды, но и от конструктивного исполнения трансформатора, от особенностей теплообмена с внешней средой и других условий.

Для определения допустимой рассеиваемой мощности можно воспользоваться уравнением Ньютона

$$P_{доп} = \alpha_t S_{охл} \Delta t, \quad (102)$$

где α_t — коэффициент теплоотдачи, учитывающий конструктивные особенности трансформатора; $S_{охл}$ — поверхность охлаждения тороидального сердечника:

$$S_{охл} = \pi\,(D + d)\left[\frac{1}{2}\,(D - d) + h\right]; \qquad (103)$$

Δt — превышение температуры сердечника относительно температуры окружающей среды.

Рассмотрим пример расчета максимальной частоты работы ферритового сердечника марки 1100НМИ размера $10 \times 6 \times 2$. Расчет максимальной частоты повторения может быть выполнен в соответствии с (98) и (103). Пусть сердечник имеет следующие параметры:

$$\mu_\Delta = 1100;$$

$$R_0 = 2,8\ \text{Ом/м};$$

$$\Delta B = 0,11\ \text{Т};$$

$$\tau_1 = 0,05 \cdot 10^{-6}\ \text{с}.$$

Тогда площадь охлаждаемой поверхности сердечника

$$S_{охл} = \pi\,(10 + 8)\left[\frac{1}{2}\,(10 - 8) + 2\right] = 170\ \text{мм}^2 = 1,7\ \text{см}^2.$$

На основании опытных данных [3] коэффициент теплоотдачи ферритовых сердечников при переключении в импульсном режиме $\alpha_t = 10 \div 20$ мВт·см$^{-2}$·град$^{-1}$, тогда предельно допустимая мощность

$$P_{доп} = 10 \cdot 1,7 \cdot 20 = 340 = 340 \cdot 10^{-3}\ \text{Вт}.$$

Найдем минимально допустимую длительность импульса по (98):

$$t_2 = 0,11\sqrt{\frac{0,04 \cdot 10^{-4}\pi\, 0,8 \cdot 10^{-2} \cdot 0,05 \cdot 10^{-6}}{4\pi 10^{-7} \cdot 1100 \cdot 340 \cdot 10^{-3}}} =$$

$$= 0,36 \cdot 10^{-6} = 0,36\ \text{мкс}.$$

Для сердечников с временем магнитной релаксации в n раз больше, чем принятое при расчете, минимальная длительность импульса будет соответственно в n раз больше. Найдем минимально допустимый промежуток между импульсами, считая, что сопротивление нагрузки настолько велико, что вся запасенная сердечником энергия рассеивается в сердечнике в соответствии с (99):

$$(T - t_и)_{мин} = \frac{0,11^2 \cdot 0,04 \cdot 10^{-4} \cdot 0,8 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1100 \cdot 340 \cdot 10^{-3} \cdot 1} = 1,34\ \text{мкс}.$$

При сопротивлении нагрузки, численно равном сопротивлению потерь сердечника $(T - t_и)_{мин} = 0,67$ мкс, при $R_п/R'_н = 10$ минимально допустимый промежуток между импульсами в 11 раз меньше, т. е. $(T - t_и)_{мин} = 0,122$ мкс. Рассчитаем предельную частоту работы сердечника для первоначально заданных параметров:

$$f_{макс} = \frac{1}{0,36 + 1,34} = 0,6 \cdot 10^{-6}\ \text{Гц} = 0,6\ \text{МГц}.$$

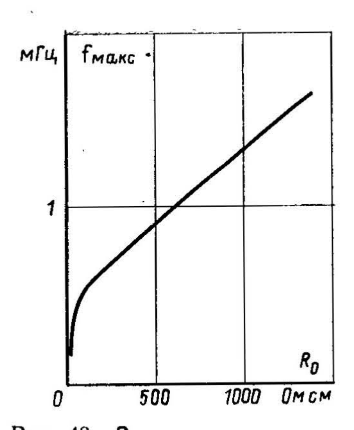


Рис. 43. Зависимость предельной частоты работы от значения приведенного сопротивления потерь.

Приведенный расчет, а также (98) и (103) показывают, что при уменьшении времени магнитной релаксации за счет увеличения сопротивления потерь можно резко увеличить предельную частоту работы. При $R_п \longrightarrow \infty$, $\tau_р \longrightarrow 0$ предельная частота работы стремится к бесконечности. Это еще раз показывает, как важно применять в импульсном режиме сердечники с высоким сопротивлением потерь. На рис. 43 приведена зависимость предельной частоты работы сердечника марки 1100НМИ от приведенного сопротивления потерь R_0. Сопротивление нагрузки остается постоянным и выбрано произвольно. Для удобства расчета оно, так же как и сопротивление потерь, является приведенным. Как видно из рис. 43, при приведенном сопротивлении потерь $R_0 < 100$ Ом/см предельная частоты работы сердечника резко уменьшается.

и) Параметры сердечника импульсного трансформатора

На основаиии исследования характеристик ферритовых сердечников с НПГ в статическом и импульсном режимах можно представить окончательно следующий перечень параметров и характеристик сердечников, которые иеобходимо иметь при конструировании импульсного трансформатора:

1) проницаемость частного цикла $\mu_{\Delta 0}$ в конце восходящего участка зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$;

2) максимальная проницаемость частного цикла $\mu_{\Delta макс}$ зависимости $\mu_\Delta(H_{ст})$;

3) приведениое сопротивление потерь R_0;

4) максимально допустимый перепад иидукции ΔB_0;

5) поле $H_{ст}$, при котором $\mu_\Delta = \mu_{\Delta макс}$;

6) коэффициенты влияния предыстории;

7) перепад индукции технического насыщения ΔB_s при $H = 10\ H_c$;

8) параметры симметричной петли гистерезиса B_m, B_r, H_c;

9) минимальная длительность импульса, при которой $\mu_и \approx \mu_\Delta$;

10) диэлектрическая проницаемость ε.

3. МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ ФЕРРИТОВЫХ СЕРДЕЧНИКОВ С НПГ

а) Контроль статических характеристик сердечника при перемагничивании на частном несимметричном цикле

Измерение большинства перечисленных в § 1 характеристик и параметров сердечников возможно производить стандартными методами, используя баллистическую установку.

На баллистической установке могут быть измерены такие характеристики и параметры, как проницаемость частного цикла μ_Δ, перепад индукции $\Delta B_{ст}$, зависимости $\Delta B(H_{ст})$, $\mu_\Delta(H_{ст})$, перепад индукции в области технического насыщения $\Delta B_{стs}$, параметры симметричной петли гистерезиса B_m, B_r, H_c.

Баллистический метод измерения основной кривой намагничивания и параметров симметричной петли гистерезиса хорошо известен и описан в [2—7], поэтому методы измерения этих параметров здесь не рассматриваются. Будут описаны методы измерения таких параметров, как проницаемость частного цикла μ_Δ перепад индукции $\Delta B_{ст}$, перепад индукции насыщения $\Delta B_{стs}$ и зависимостей $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, $\mu_\Delta(H_{ст})$.

Сущность метода заключается в следующем.

Задаются значениями напряженности магнитного поля, для которых необходимо определить μ_Δ или $\Delta B_{ст}$.

Для сердечников замкнутой формы напряженность магнитного поля подсчитывают по известному числу витков намагничивающей обмотки w_1, средней длине магнитной линии l и току I:

$$H = \frac{wI}{l}.$$

Затем включают в цепь намагничивающей обмотки w_1 первое значение тока. При первом включении тока отброс гальванометра будет соответствовать перепаду индукции при намагничивании сердечника из размагниченного состояния в состояние, соответствующее точке основной кривой намагничивания. Для стабилизации магнитного состояния производят многократное перемагничивание сердечника по петле гистерезиса частного цикла путем трех — пятикратного включения и выключения тока (не меняя полярности). Для определения перепада индукции $\Delta B_{ст}$ отмечают отброс гальванометра при последующем включении рубильника. Перепад индукции $\Delta B_{ст}$, соответствующий установленному значению напряженности поля, определяется по формуле

$$\Delta B_{ст} = \frac{C_\delta \alpha_1}{w_2 S}, \tag{104}$$

где C_δ — баллистическая постоянная гальванометра; w_2 — число витков измерительной обмотки; S — сечение образца; α_1 — отброс гальванометра.

После этого скачком увеличивают ток в намагничивающей обмотке для второго вычисленного значения I_2, производят многократ-

ное включение и выключение рубильника и при последующем включении измеряют отброс гальванометра α_2, который пропорционален перепаду индукции $\Delta B_{ст}$. Таким образом можно произвести измерение всех точек зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$.

Значение проницаемости частного цикла, соответствующее каждому значению поля, может быть легко найдено из выражения

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B_{ст}}{\mu_0 H_{ст}}.$$

При измерении следует учитывать, что перепад индукции петли гистерезиса частного цикла размагниченного сердечника и сердечника, имеющего большую остаточную намагниченность, имеет различное значение.

Для измерения перепада индукции $\Delta B'_{ст}$ петли гистерезиса предельного частного цикла необходимо сначала включить в цепь обмотки w_1 ток, соответствующий участку технического насыщения сердечника, а затем уменьшить его до заданного значения.

Баллистический метод измерения параметров петель частных циклов используется для проверки крупногабаритных сердечников мощных импульсных трансформаторов. Эти сердечники имеют очень большую длину средней силовой линии, и для их проверки в импульсном режиме потребовался бы сверхмощный нестандартный генератор импульсов.

б) Контроль статических и импульсных характеристик сердечников при перемагничивании импульсами напряжения

Метод измерения параметров сердечника при перемагничивании импульсами напряжения известен давно [7, 8]. В течение последующих лет появился ряд работ, посвященных усовершенствованию методов контроля, изложенных в [7, 8], а также применению их для контроля миниатюрных сердечников импульсных трансформаторов [1—6, 21, 22, 23, 26—31]. Далее будут рассмотрены методы измерения параметров сердечников более подробно и разобраны все возможные случаи погрешностей измерений.

Принципиальная схема установки представлена на рис. 44.

Генератор импульсов напряжения подключен к обмотке сердечника.

Измерительный осциллограф позволяет измерять напряжеие на выходе генератора U_m и ток в обмотке сердечника, измеряя напряжение U_I на включенном последовательно сопротивлении $R_{изм}$.

Рассмотрим методы измерения отдельных характеристик и параметров. Методы контроля параметров сердечников в режиме перемагничивания импульсами напряжения основываются на выводах, полученных в **§ 2,в.**

Достигнутый за время действия импульса перепад индукции $\Delta B_{ст}$ пропорционален площади импульса напряжения

$$\Delta B_{и} = \Delta B_{ст} = \frac{U_m t_{и}}{wS}, \qquad (105)$$

а ток в обмотке пропорционален полю иамагничивания сердечника.

При определении тока с помощью иэмерения падения иапряжения иа сопротивлении формула для расчета поля намагничиваиия имеет вид:

$$H_{\text{и}} = \frac{Iw}{l} = \frac{U_I w}{R_{\text{изм}} l}. \qquad (106)$$

Напряженность поля иамагничивания $H_{\text{и}}$, как было показано в § 2,в, имеет две составляющие $H_{\text{ст}}$ и H_R. При достаточно большой длительности импульса

$$H_{\text{и}} \approx H_{\text{ст}}.$$

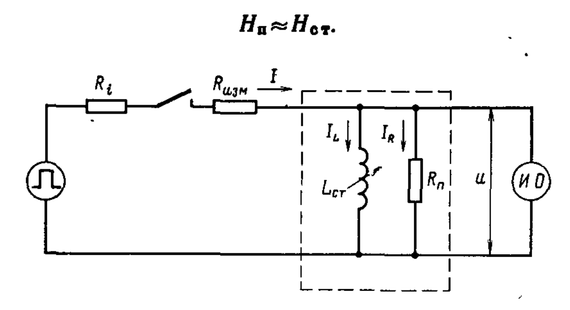


Рис. 44. Принципиальная схема установки для измерения индуктивности и сопротивления потерь катушки с сердечником.

Следовательно, измерение напряженности поля $H_{\text{ст}}$ нужно производить при большой длительности импульса, а именно $t_{\text{и}} \geqslant 20\tau_{\text{р}}$. Устанавливая амплитуду и длительность импульса напряжения U_m на выходе генератора пропорциональной заданиому перепаду индукции, измеряют падение напряжения U_I и рассчитывают напряженность поля $H_{\text{ст}}$ по (106). Меняя значение U_m и соответственно $\Delta B_{\text{ст}}$, можно измерить зависимость $H_{\text{ст}}$ $(\Delta B_{\text{ст}})$ и μ_Δ $(\Delta B_{\text{ст}})$. Проницаемость частного цикла μ_Δ может быть определена по формуле

$$\mu_\Delta = \frac{\Delta B_{\text{ст}}}{\mu_0 H_{\text{ст}}}.$$

Измереиие зависимости $\Delta B_{\text{ст}}(H_{\text{ст}})$ и $\mu_\Delta(H_{\text{ст}})$ производится в обратном порядке. Устанавливается заданное значение напряжение U_I и измеряются U_m и $t_{\text{и}}$.

Импульсная проницаемость $\mu_{\text{и}}$ и напряженность импульсного поля $H_{\text{и}}$ намагничивания сердечника не являются постояиными и изменяются с изменением длительности импульса. Методика измерения $H_{\text{и}}$, $\mu_{\text{и}}$ такая же, как и μ_Δ и $H_{\text{ст}}$, за исключением того, что длительность импульса $t_{\text{и}} < 20\tau_{\text{р}}$. Для каждого значения длительности импульса будут свои значения $\mu_{\text{и}}$ и $H_{\text{и}}$, поэтому они ие могут являться параметрами матернала.

Как показано в § 2,в, изменение значений $\mu_и$ и $H_и$ в зависимости от длительности импульса может быть определено, если известно значение приведенного сопротивления потерь R_0.

Сопротивление потерь R_0 можно определить, рассматривая (47).

$$\mu_и = \frac{\mu_\Delta}{1 + \frac{\mu_\Delta \mu_0}{R_0 t_и}}.$$

Сначала устанавливают заданный перепад индукции $\Delta B_{ст}$ (вольт-секундную площадь импульса) при большой длительности импульса $t_и = 20\tau_р$ и измеряют проницаемость частного цикла μ_Δ. Затем устанавливают ту же вольт-секундную площадь импульса, но при малой длительности $t_{и2} = 2 \div 3\tau_р$ и измеряют импульсную проницаемость $\mu_и$. Приведенное сопротивление потерь подсчитывается по формуле

$$R_0 = \frac{\mu_и \mu_0 \mu_\Delta}{(\mu_\Delta - \mu_и) t_{и2}}. \quad (107)$$

Сопротивление потерь сердечника $R_п$ можно определить и исходя из (31) для тока в обмотке сердечника:

$$i(t) = \frac{U_m t}{L_{ст}} + \frac{U_m}{R_п} = i_L(t) + i_R,$$

где $i_L(t)$ — индуктивная составляющая тока намагничивания, которая увеличивается пропорционально амплитуде и длительности импульса:

$$i_L(t) = \frac{U_m t}{L_{ст}}; \quad (108)$$

i_R — активная составляющая тока намагничивания, которая пропорциональна только амплитуде импульса напряжения:

$$i_R = \frac{U_m}{R_п}. \quad (109)$$

При достаточно большой длительности импульса $t_и$ активной составляющей можно пренебречь и считать, что

$$I = I_L = \frac{U_m t_и}{L_{ст}}. \quad (110)$$

Это позволяет измерять сопротивление потерь, не измеряя проницаемости $\mu_и$ и μ_Δ. Подробно методика контроля сопротивления потерь состоит в следующем. Регулировкой амплитуды и длительности с генератора устанавливается заданная вольт-секундная площадь $U_1 t_{и1}$ импульса с длительностью $t_{и1} = 20\tau_р$ и измеряется амплитуда индуктивной составляющей тока намагничивании сердечника I_L. Затем регулировкой амплитуды и длительности импульса устанавливается та же самая вольт-секундная площадь импульса $U_2 t_{и2}$, но при $t_{и2} = 3 \div 5\,\tau_р$ и измеряется амплитуда тока намагничивания I,

которая при малой длительности импульса представляет собой сумму токов, протекающих в активном и реактивном компонентах схемы замещения. Формулу для расчета сопротивлении потерь легко найти из (31):

$$R_п = \frac{U_{m2}}{(I - I_L)}, \quad (111)$$

где U_{m2} — амплитуда входного импульса на обмотке сердечника при меньшей длительности импульса.

Для определения основных параметров сердечииков $\mu_{\Delta 0}$, H_0, ΔB_0 необходимо измерять зависимость $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, а для определеиия параметров $\mu_{\Delta макс}$, $H_{макс}$ — зависимость $\mu_\Delta(H_{ст})$. Точка $[H_0; \Delta B_0]$ находится как проекция точки пересечения двух прямых, аппроксимирующих восходящий участок и участок насыщения завнсимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ (см. рис. 7).

Параметры $\mu_{\Delta макс}$, $H_{макс}$ определяются по максимуму зависимости $\mu_\Delta(H_{ст})$. Для марок ферритов, у которых $H_{\mu_{\Delta макс}} \geqslant H_0$, находится проиицаемость $\mu_{\Delta 0,5H_0}$ при поле $H_{0,5H_0} = 0,5H_0$ или значение $\mu_{\Delta H_c}$, измеренное при поле, равном значению коэрцитивной силы.

Коэффициенты влияния предыстории β_1 и β_2 измеряются следующим образом.

Сначала сердечник намагничивается полем, превышающим H_0 в 2—3 раза, затем намагничивающий импульс уменьшается до заданной величины и измеряются проницаемости предельного цикла $\mu'_{\Delta 0}$ и $\mu'_{\Delta макс}$.

При измерении $\mu_{\Delta 0}$ и $\mu_{\Delta макс}$ предварительно производят коммута цию направления заданного значения намагничивающего импульса в 2—3 раза, приближая таким образом состояние сердечника к размагниченному. Такой способ размагничивания применяется потому, что получить полное размагничивание сердечника сложно и трудоемко, особенно если требуется производить многократное измерение, например, в диапазоне температур. Коэффициенты β_1 и β_2 подсчитываются по (4):

$$\beta_1 = \frac{\mu_{\Delta макс}}{\mu'_{\Delta макс}}; \quad \beta_2 = \frac{\mu_{\Delta 0}}{\mu'_{\Delta 0}}.$$

Перепад индукции в области технического насыщения измеряется при поле $H_s = 10H_c$.

Зависимость постоянной времени магнитной релаксации $\tau_р$ от поля $H_{ст}$ может быть рассчитана по имеющейся зависимости $\mu_\Delta(H_{ст})$ и значение сопротивления потерь R_0 по (36):

$$\tau_р(H_{ст}) = \frac{\mu_\Delta(H_{ст})\mu_0}{R_0}.$$

Минимальная длительность импульса рассчитывается по формуле

$$t_{и.мин} = \frac{1}{1-\gamma} \frac{\mu_0}{R_0}, \quad (112)$$

где γ — задаваемый коэффициент, характеризующий степень приближения $\mu_и < \mu_\Delta$. При $\gamma = 0,95$

$$t_{я.\,мин} = \frac{\mu_0}{R_0}\,\frac{1}{0,05}.$$

Чтобы генератор импульсов мог считаться генератором напряжения, должно выполняться следующее соотношение:

$$t_и \leqslant 0,1\tau_э,$$

где $\tau_э = \dfrac{L(R_п + R_i)}{R_i R_п}$; $t_и$ — длительность импульса; $\tau_э$ — постоянная времени всей измерительной цепи; L — индуктивность катушки с сердечником; $R_п$ — сопротивление потерь катушки с сердечником; R_i — внутреннее сопротивление генератора импульсов.

При известных габаритах сердечника и определенном диапазоне предполагаемого изменения его параметров получение соотношения (113) может регулироваться выбором числа витков измерительной обмотки. Поскольку индуктивность и сопротивление потерь катушки с сердечником растут пропорционально числу витков в квадрате, то, чем больше количество витков обмотки сердечника, тем легче выполнить условие (113) и тем меньше требований предъявляется к значению внутреннего сопротивления генератора импульсов (в идеальном случае $R_i \longrightarrow 0$) и тем большую длительность импульса можно использовать для перемагничивания сердечника. Однако чрезмерное увеличение числа витков может привести к тому, что при малой длительности импульса амплитуда напряжения окажется недостаточной для создания заданного перепада индукции или намагничивающего поля. Кроме того, с увеличением числа витков растут паразитные параметры измерительной цепи: паразитная емкость и индуктивность рассеяния. Однако при измерении индуктивности в режиме генератора напряжения погрешность измерения с ростом паразитных параметров увеличивается незначительно. Это объясняется тем, что емкостная постоянная времени очень мала и вызываемые ею паразитные выбросы всегда легко отличить и исключить из результатов измерений. Паразитная емкость может сказываться на точности измерения только при очень коротких импульсах, когда емкостная постоянная времени соизмерима с длительностью импульса.

Увеличение индуктивности рассеяния с ростом числа витков также не оказывает существенного влияния на точность измерения индуктивности катушки с сердечником, так как рост индуктивности рассеяния в достаточной степени пропорционален росту индуктивности катушки и их соотношение остается приблизительно постоянным.

Таким образом, выбор числа витков должен определяться выполнением неравенства (113) в рабочем диапазоне длительностей и обеспечением соответствия между величиной заданного перепада индукции и мощностью генератора импульсов.

Как показано на рис. 26, 27, при длительности импульса $t_и = 20\tau_р$ импульсная проницаемость $\mu_и = 0,95\mu_\Delta$, т. е. с достаточной для практических измерений точностью можно считать, что $\mu_и = \mu_\Delta$. Из этого же рисунка видно, что при $t_и = \tau_р$ импульсная проницае-

мость $\mu_и=0{,}5\mu_\Delta$, т. е. проницаемость потерь составляет половину проницаемости $\mu_и$. Режим измерения сопротивления потерь, когда активная и реактивная составляющие проницаемости равны, наиболее выгоден, но поскольку в большинстве случаев постоянная времени магнитной релаксации у ферритовых сердечников очень мала и обеспечение соотношения $t_и=\tau_р$ требует использования генератора очень коротких импульсов, то сопротивление потерь может быть измерено при длительностях 3—5$\tau_р$.

Итак, обмотка сердечника должна иметь достаточно большое число витков, чтобы обеспечивалось соотношение

$$20\tau_р \leqslant 0{,}1\tau_э, \tag{113}$$

тогда

$$20\tau_р \leqslant 0{,}1 \frac{\mu_\Delta \mu_0 S w^2}{l} \left(\frac{R_0 S w^2/l + R_i}{R_i \cdot R_0 S w^2/l} \right), \tag{114}$$

откуда

$$w \geqslant \sqrt{\frac{200 R_i l}{R_0 S}}. \tag{115}$$

Второе требование — обмотка сердечника должна иметь достаточно малое число витков, чтобы обеспечивалось соотношение

$$w \leqslant \frac{t_и U_m}{\Delta B_s S} \leqslant \frac{4\tau_р U_m}{\Delta B_s S}, \tag{116}$$

где U_m — максимальное выходное напряжение генератора; ΔB_s — перепад индукции в области насыщения.

Используя (115) и (116), можно записать следующее общее неравенство, которое необходимо выполнять при выборе числа витков намагничивающей обмотки:

$$\sqrt{\frac{200 R_i l}{R_0 S}} \leqslant w \leqslant \frac{4\tau_р U_m}{\Delta B_s S}. \tag{117}$$

в) Влияние неидеально прямоугольной формы импульсов напряжения и конечного значения внутреннего сопротивления генератора на точность измерения параметров сердечников

В § 2, д и е было показано, как влияет неидеально прямоугольная форма импульсов на зависимости $u(t)$, $H(t)$, $i(t)$, $\frac{dB}{dt}(t)$ и $\Delta B(t)$. На основании выведенных соотношений попытаемся оценить допустимое отклонение формы импульсов от идеально прямоугольной при измерении проницаемости частного цикла и сопротивления потерь.

Пусть импульс напряжения имеет форму трапеции с длительностью фронта импульса, равной $t_ф$, идеально коротком срезом и длительностью самого импульса, равной $t_и$. Поскольку проницае-

мость частного цикла должна измеряться при достаточно большой длительности импульса, когда схема замещения сердечника представляет собой только одну индуктивность, то, используя соотношение (66), выражение для тока намагничивания при идеально прямоугольной форме импульса I и выражение для тока намагничивания при трапецеидальной форме импульса I' можно записать следующим образом:

$$\frac{I_L}{I'_L} = \frac{t_и}{t_и - t_ф/2}. \qquad (118)$$

Перепад индукции в том и другом случае выразится аналогично (60):

$$\frac{\Delta B}{\Delta B'} = \frac{t_и}{t_и - t_ф/2}. \qquad (119)$$

Отношение проницаемости, измеренной при трапецеидальной форме импульса μ'_Δ, и проницаемости, измеренной при идеально прямоугольной форме импульса μ_Δ с учетом (118) и (119), $\mu'_\Delta/\mu_\Delta = 1$, т. е. изменение формы импульса напряжения не влияет на точность измерения проницаемости частного цикла μ_Δ.

Рассмотрим влияние формы импульса на измерение импульсной проницаемости. Из (44) и (64) запишем:

$$\frac{H_и}{H'_и} = \frac{\frac{U_m}{R_п}\left(1 + \frac{t_и}{\tau_р}\right)}{\frac{U_m}{R_п}\left(1 + \frac{t_ф}{t_р}\right) + \frac{U_m}{R_п}\frac{t_и - t_ф}{\tau_р}}, \qquad (120)$$

тогда с учетом (119) найдем:

$$\frac{\mu'_и}{\mu_и} = 1 - \frac{t_ф}{2t_и\left(1 + \frac{t_и}{\tau_р} - \frac{t_ф}{2\tau_р}\right)}. \qquad (121)$$

Таким образом, импульсная проницаемость, измеренная при воздействии импульса напряжения неидеально прямоугольной формы, $\mu'_и$ будет меньше импульсной проницаемости $\mu_и$, измеренной импульсом напряжения идеально прямоугольной формы на некоторое значение, определяемое (121). При измерении импульсной проницаемости надо учитывать, что применение генераторов импульсов с различными длительностями фронта может привести к получению в результате измерений разных значений $\mu_и$.

Покажем, что при измерении сопротивления потерь влияние конечной длительности фронта также надо учитывать. Подставим в (24) значения амплитуды тока из выражений (118), (119) и (121); тогда

$$\frac{R'_п}{R_п} = 1 + \frac{t_ф}{2\tau_р}. \qquad (122)$$

Если импульс напряжения имеет конечную длительность фронта импульса, то измеренное сопротивление потерь будет выше, чем

при перемагничивании импульсом напряжения идеально прямоугольной формы. При применении интегрирующей цепочки все полученные выводы сохраняют свою силу.

Рассмотрим теперь влияние конечного значения внутреннего сопротивления генератора напряжения R_i (см. рис. 23,*в*). Перепишем еще раз уравнения (25)—(27), которые являются общим случаем решения уравнений переходного процесса для цепи на рис. 23,*в*:

$$u = U_m \frac{R_п}{R_i + R_п} \exp\left(-\frac{t_и}{\tau_э}\right);$$

$$I = \frac{U_m}{R_i}\left[1 - \exp\left(\frac{t_и}{\tau_э}\right)\frac{U_m}{R_п + R_i}\exp\left(-\frac{t_и}{\tau_э}\right)\right];$$

$$\tau_э = \frac{L(R_п + R_i)}{R_i + R_п},$$

и учтем, что в режиме генератора напряжения должно выдерживаться соотношение $t_и < 0{,}1\tau_э$.

Тогда эти уравнения примут вид:

$$u' \approx U_m \frac{R_п}{R_i + R_п}; \quad (123)$$

$$I' = \frac{U_m t_и}{L}\frac{R_п}{R_i + R_п} + \frac{U_m}{R_п + R_i} \quad (124)$$

Найдем относительную величину проницаемости частного цикла, измеряемую в случае генератора напряжения с конечным значением внутреннего сопротивления:

$$\frac{\mu'_\Delta}{\mu_\Delta} = \frac{u'I}{I'u} = 1,$$

т. е. конечное значение внутреннего сопротивления генератора напряжения не влияет на точность измерения μ_Δ, если выдерживается соотношение $t_и < 0{,}1\tau_э$.

Из (123), (124) находим, что

$$R' = \frac{U_m - IR_i}{I - I_L}, \quad (125)$$

т. е. если при измерении сопротивления потерь внутреннее сопротивление генератора соизмеримо с этим сопротивлением, то его надо учитывать в соответствии с (125).

Итак, в результате рассмотрения влияния неидеально прямоугольных импульсов напряжения и конечного значения внутреннего сопротивления генератора на точность измерения параметров сердечников показано, что:

1) отличие формы импульса от прямоугольной и значение внутреннего сопротивления генератора не влияют на точность измерения проницаемости μ_Δ;

2) отличие формы импульса от прямоугольной и конечное значение внутреннего сопротивления влияют на точность измерения импульсной проницаемости и сопротивления потерь.

г) Применение интегрирующей цепочки для увеличения точности измерений

Измерение импульсных параметров сердечников в соответствии со схемой рис. 44 имеет существенный недостаток, заключающийся в том, что основной измеряемый параметр — индуктивность обмотки с сердечником пропорциональна не амплитуде, а площади импульса. Следовательно, каждый раз необходимо измерять амплитуду и длительность импульса напряжения, а это удваивает погрешность измерения по сравнению с измерением только одного параметра импульса.

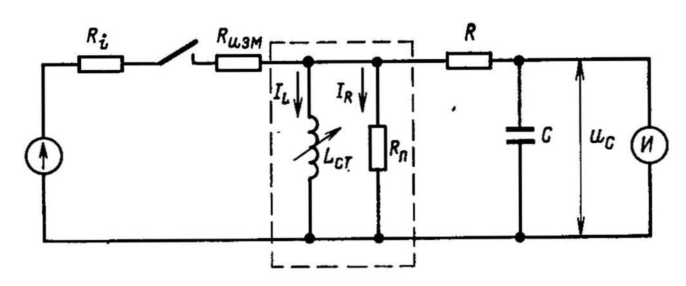


Рис. 45. Принципиальная схема установки для измерения сопротивления потерь в индуктивности катушки с сердечником с применением интегрирующей цепочки.

Поэтому для увеличения точности измерений на выходе схемы рис. 45 обычно ставится интегрирующая RC-цепочка. Это позволяет перейти к амплитудному методу контроля.

Рассмотрим различные случаи применения интегрирующей цепочки. В соответствии с (25) и рис. 21,*в* и 45 напряжение на входе интегрирующей цепочки в общем случае выражается следующим образом:

$$u_{вх}(t) = U_m \frac{R_п}{R_i + R_п} \exp\left(-\frac{t}{\tau_э}\right), \tag{126}$$

где $\tau_э$ — эквивалентная постоянная времени цепи.

Найдем $u_c(t)$ с помощью интегрирования этого выражения

$$u_c(t) = \frac{1}{\tau_{иит}} \int_0^t U_m \frac{R_п}{R_i + R_п} \exp\left(-\frac{t}{\tau_э}\right) = \frac{U_m L}{\tau_{инт} R_i}\left[1 - \exp\left(\frac{t}{\tau_э}\right)\right]. \tag{127}$$

Амплитудное значение

$$U_c = \frac{U_m L}{\tau_{инт} R_i}\left[1 - \exp\left(-\frac{t_и}{\tau_э}\right)\right]. \tag{128}$$

В этом выражении значение $U_m L/\tau_{инт} R_i$ пропорционально проницаемости частного цикла μ_Δ, а значение $\left[1 - \exp\left(-\frac{t_и}{\tau_э}\right)\right]$ зависит еще и от сопротивления потерь. Полностью (128) пропорционально импульсной проницаемости $\mu_и$. При $t_и \gg \tau_э$ значение U_c пропорционально только проницаемости частного цикла μ_Δ, так же как и при измерениях без интегрирующей цепочки.

Таким образом, применяя интегрирующую цепочку, можно измерять индуктивность катушки с сердечником, которая пропорциональна проницаемости частного цикла μ_Δ, и импульсную проницаемость, измеряя только амплитуду импульса. При измерении с интегрирующей цепочкой нет необходимости предъявлять особые требования к источнику импульсов, как генератору идеальных импульсов напряжения или тока. Это позволяет не только перейти к амплитудному методу измерения, но и дает возможность производить измерения, когда (113) не выполняется. Кроме того, при измерении с использованием интегрирующей цепочки можно производить измерение I и U_c на одной шкале осциллографа при соответствующем выборе параметров $R_{инт}$ и $C_{инт}$. Например, измерение сердечников марки 1100НМИ размера $7 \times 4 \times 2$ и $10 \times 6 \times 2$ с обмоткой $w = 30$ витков и сердечников марки 350ННИ тех же размеров с обмоткой $w = 50$ витков производится с использованием интегрирующей цепочки с параметрами $R_{инт} = 4060$ Ом; $C_{инт} = 5000$ пФ; $\tau_{инт} = R_{инт} C_{инт} = 20{,}3$ мкс, см. рис. 45. При таких параметрах катушки с сердечником и интегрирующей цепочки напряжения U_R и U_c — величины одного порядка и измеряются на одной и той же шкале осциллографа.

При измерении с интегрирующей RC-цепочкой расчет импульсной проницаемости производится по формуле

$$\mu_и = \frac{l C_{инт} R_{инт} R_{изм}}{\mu_0 S w^2} \frac{U_c}{U_R},$$

где S — площадь сечения сердечника, см²; $R_{инт}$ и $C_{инт}$ — параметры интегрирующей цепочки, пФ и Ом; $R_{изм}$ — измерительное сопротивление, Ом; U_R — напряжение на сопротивлении $R_{изм}$; U_c — напряжение на емкости $C_{инт}$.

Измерение сопротивления потерь производится в том же порядке, что и без применения интегрирующей цепочки, но формула для его подсчета принимает следующий вид:

$$R_д = \frac{U_{c2} R_{инт} C_{инт}}{t_{и2}(I - I_L)}, \tag{129}$$

где U_{c2} — напряжение на емкости $C_{инт}$ при длительности импульса $t_{и2} = 3 \div 5\ \tau_р$.

Для уменьшения погрешности измерений установка должна быть прокалибрована посредством измерения на ней воздушной индуктивности с известным значением L, измеренной на любом мосте для измерения индуктивностей с большой точностью. Индуктивность воздушной катушки при измерении в импульсном режиме на уста-

новке рис. 45 может быть рассчитана по формуле

$$L = C_{\text{инт}} R_{\text{инт}} R_{\text{изм}} \frac{U_c}{U_R} . \qquad (130)$$

Рассмотрим теперь, как будет сказываться длительность нарастания фронта импульса с генератора.

Пусть напряжение нарастает по линейному закону

$$u(t) = \frac{U_m t}{t_{\text{ф}}} ,$$

тогда для схемы (см. рис. 45) с помощью интеграла Дюамеля найдем $u_{\text{вх}}(t)$ для времени $0<t\leqslant t_{\text{ф}}$:

$$u_{\text{вх}}(t) = \frac{U_m L}{R_i\, t_{\text{ф}}} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{э}}}\right)\right]. \qquad (131)$$

Тогда напряжение на выходе интегрирующей цепочки

$$u_c(t) = \frac{U_m L}{R_i\, t_{\text{ф}}\, \tau_{\text{инт}}} \left\{t - \tau_{\text{э}} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{э}}}\right)\right]\right\}. \qquad (132)$$

Погрешность измерения, вносимая фронтом импульса с помощью интегрирующей цепочки, не исключается.

д) Автоматический контроль проницаемости частного цикла сердечников

Для автоматической проверки сердечников по значению проницаемости частного цикла применение импульса напряжения нецелесообразно, так как в этом случае необходима многовитковая намагничивающая катушка. При намагничивании же сердечника с помощью одного витка индуктивность настолько мала, что невозможно создать генератор импульсов, внутреннее сопротивление которого было бы много меньше комплексного сопротивления сердечника, т. е. выполнить условие $t_{\text{и}}<0{,}1\tau_{\text{э}}$. Поэтому при автоматической проверке используется генератор тока с одновитковой намагничивающей катушкой. В режиме генератора тока можно осуществлять контроль только зависимостей $\Delta B_{\text{ст}}(H_{\text{ст}})$ или μ $(H_{\text{ст}})$, контроль зависимостей $H_{\text{ст}}(\Delta B)$ или $\mu(\Delta B)$ в этом случае невозможен.

Рассмотрим требования к источнику импульсов тока. В § 2 было показано, что при воздействии на сердечник импульса тока с очень коротким временем нарастания $t_{\text{ф}}/\tau_{\text{р}}\leqslant 0{,}1$ амплитудное значение сигнала с сердечника не зависит от $L_{\text{ст}}$, а при $0{,}1\leqslant t_{\text{ф}}/\tau_{\text{р}}\leqslant 5$ оно зависит от обоих параметров сердечника μ_{Δ} и R_0. Следовательно, проверка сердечников по μ_{Δ} импульсом тока с крутым фронтом невозможна, особенно для тех марок сердечников, в которых большая постоянная времени релаксации. Для обеспечения универсальности и возможности производить проверку сердечников с разными параметрами необходим генератор с большим временем нарастания импульсов тока, чтобы соотношение $t_{\text{ф}}/\tau_{\text{р}}\geqslant 5$ соблюдалось для большинства марок ферритов.

В применяемом в настоящее время для проверки сердечников автомате 103-ф импульс тока имеет колокольную форму.

Импульс тока колокольной формы выражается следующей функцией времени [17]:

$$i(t) = I \exp(-\beta t^2); \quad (-\infty < t < \infty).$$

Параметр β, характеризующий активиую длительность импульса,

$$\beta = \frac{4 \ln 2}{t^2_{и}} = \frac{2,77}{t^2_{и}}.$$

Найдем выражение для выходного напряжения на обмотке сердечника:

$$u(t) = IL\left\{\exp\left(-\frac{t}{\tau_p}\right) + \beta \exp(-\beta t^2)\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_p}\right)\right]\right\} =$$

$$= wS\Delta B_{ст}\left\{\frac{\exp\left(-\frac{t}{\tau_p}\right)}{\tau_p} + \beta \exp(-\beta t^2)\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_p}\right)\right]\right\}.$$

Амплитудное значеиие напряжеиия будет следующим:

$$U_m \approx wS\Delta B_{ст}\beta \exp\left(-\frac{\beta t^2_{и}}{4}\right). \quad (133)$$

Расчет проницаемости частного цикла, пользуясь (133), сложен и недостаточно точен из-за необходимости измерять параметр β и длительность импульса, а форма импульса не всегда точно соответствует колокольной. Благодаря последиему фактору выходиой сигнал с одного и того же сердечника, измеренного на двух разных экземплярах автомата, имеет расхождение по величиие в 15—20%. Поэтому для настройки порогов срабатываиия автомата применяются эталонные сердечники.

Следует отметить, что для ферритовых сердечников с НПГ в режиме однополярного намагничиваиия не может быть применен разностный метод контроля, как это принято для сердечников с ППГ. Разностный метод контроля заключается в том, что на срабатывающее устройство автомата подаются одновременно выходные сигналы с проверяемого и эталонного сердечников. Входной импульс подается последовательно на обмотки обоих сердечников, и выходные импульсы направлены в противофазе так, что происходит вычитание их площадей. Пороги срабатывания автомата настраиваются на полученный при этом разностный сигнал.

Рассмотрим выражения (126), (127), (131), (132) и (133), описывающие выходной сигнал с обмотками сердечника. Во всех случаях перемагничивания идеально прямоугольным импульсом (126), импульсом трапецеидальной формы (131), с применением интегрирующей цепочки (127) и (132), колокольным импульсом (133) площадь выходного сигнала находится в экспоненциальной зависимости от времени магнитной релаксации сердечника τ_p.

С одной стороны, разностный метод позволяет контролировать всю зависимость $\Delta B_{ст}(H_{ст})$; с другой стороны, он вносит большую погрешность измерення в связи с тем, что время магиитной релаксации является функцией сразу двух параметров сердечника $\mu_{д}$ и

R_0. Пропорциональное изменение проницаемости и сопротивления потерь может привести к тому, что два сердечника с разными значениями μ_Δ и R_0 будут иметь один и тот же разностный сигнал.

Для того чтобы можно было проверить не только проницаемость сердечника в одной отдельно взятой точке зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, но и ход этой зависимости на восходящем участке, контроль должен производиться минимум в двух точках, т. е. при полях намагничивания $H_a = H_{\mu_\Delta макс}$ и $H_b = H_0$, как указывалось в § 1. Влияние предыстории вносит большую погрешность в автоматический контроль, если не делать размагничивания сердечника после каждой проверки. Влияние предыстории проявляется следующим образом. Если полностью размагниченные сердечники непо-

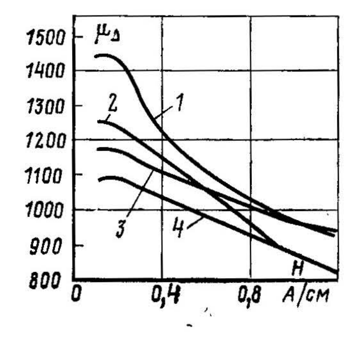


Рис. 46. Зависимость μ_Δ ферритовых сердечников с НПГ.

1 — размагничивание нагреванием; *2* — размагничивание убывающим напряжением; *3* — предельный цикл после размагничивания нагревом; *4* — предельный цикл до нагрева.

средственно после обжига проверяются сначала при более высокой температуре, а потом при более низкой, например при +20°С и затем при —60°С, то при второй проверке будет сказываться остаточная намагниченность сердечника. Это объясняется тем, что при более высокой температуре коэрцитивная сила, как правило, ниже, и в этом случае намагничивание происходит как бы при большей напряженности поля, так как отношение напряженности поля намагничивания к H_c выше. Если часть сердечников прошивается намагничивающей иглой с обратной стороны по отношению к положению при первоначальной проверке, то их проницаемость будет выше и близка к проницаемости размагниченного сердечника. Та часть сердечников, которая прошьется иглой в том же направлении, что и при проверке в нормальных условиях, будет иметь меньшее значение. Чтобы уменьшить влияние предыстории, нужно производит проверку сначала при самой низкой температуре, а затем постепенно переходить к более высокой, т. е. установить следующий порядок проверки —60, +25 и +100°С.

Для исключения влияния предыстории можно производить размагничивание сердечников убывающим полем переменной полярности или нагреванием до температуры Кюри. Однако полного размагничивания убывающим переменным полем при малых полях достигнуть трудно. Размагничивание нагреванием до температуры Кюри иногда приводит к необратимому увеличению проницаемости μ_Δ (рис. 46), которая, однако, стабилизируется при многократном повторении процесса размагничивания. Для того чтобы размагничивание нагреванием не меняло параметров сердечника, необходимо произво-

дить термотренировку в конце технологического процесса изготовления сердечников.

Третий способ позволяет учитывать влияние предыстории с помощью усложнения программы проверки на автомате (рис. 47). Импульсы *1* и *2* служат для стабилизации магнитного состояния сердечника, близкого к размагниченному. Импульс *3* предназначает-

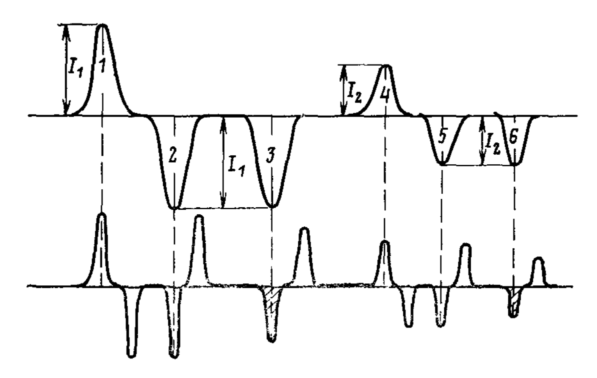


Рис. 47. Программа импульсов для проверки ферритовых сердечников с НПГ.

Импульсы *1*, *2*, *4*, *5* предназначены для стабилизации магнитного состояния сердечника, импульсы *3* и *6* — рабочие. Измеряемые импульсы заштрихованы.

ся для считывания выходного сигнала размагниченного сердечника и проверки его при большем поле. Импульсы *4* и *5* служат для размагничивания, а импульс *6* — для считывания выходного сигнала в меньшем поле.

е) Методика производственного контроля сердечников марки 1100НМИ и 350ННИ

В настоящеее время в серийную промышленность внедрены в основном сердечники марок 1100НМИ и 350ННИ.

Методика производственного контроля этих сердечников состоит в следующем.

Проверка проницаемости частного цикла производится на автомате 103-ф.

Автомат состоит из генератора импульсов тока колоколообразной формы с регулируемой амплитудой от 0,2 до 14 А и длительностью 1,5 мкс, механической части, осуществляющей подачу сердечников и прошивание их намагничивающим витком (иглой), камеры тепла и холода и измерительного столика-приставки.

На выходе генератора имеются два импульса, амплитуда которых регулируется раздельно. Частота повторения импульсов 10 кГц. Оба импульса подаются на намагничивающий виток. Амплитуда одного из них устанавливается пропорциональной полю 0,4 А/см, другого — 0,8 А/см. Пороги срабатывания автомата настраиваются по величине каждого из двух сигналов, получаемых в результате перемагничивания сердечников меньшим и большим полями. Кали-

бровка этих сигналов производится с помощью эталонных сердечников.

При поле 0,8 А/см эталонные сердечники марки 1100НМИ имеют нижний предел разбраковки $\mu_\Delta = 950$, а верхний — $\mu_\Delta = 1250$, при поле 0,4 А/см — нижний предел $\mu_\Delta = 950$, а верхний $\mu_\Delta = 1370$.

Разбраковке на автомате подвергаются все 100% сердечников при температуре +25, —60 и +100°С.

Эталонные сердечники выбираются на установке с генератором импульсов напряжения (см. рис. 44) при поле намагничивания 0,4 А/см и длительности импульса 1 мкс. Для стабилизации магнитного состояния перед каждым измерением производится коммутация направления импульсов напряжения.

Удельное сопротивление потерь и диэлектрическая проницаемость не проверяются. Это объясняется тем, что для большинства партий ферритов сопротивление потерь достаточно велико и при минимальной длительности импульса в трансформаторах $t_и = 0{,}2$ мкс не происходит уменьшения импульсной проницаемости, т. е. $\mu_и = \mu_\Delta$ и сопротивление потерь не влияет на параметры трансформатора. Однако время от времени встречаются партии сердечников с низким удельным поверхностным сопротивлением, у которых при $t_и = 0{,}2$ мкс $\mu_и \ll \mu_\Delta$.

ГЛАВА ВТОРАЯ

МИНИАТЮРНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ИТ

а) Общие требования к параметрам ИТ

Импульсные трансформаторы (ИТ) применяются в схемах для трансформации тока, напряжения или полного сопротивления, изменения полярности импульса, изоляции или соединения импульсных схем с различными потенциалами, а также в трансформаторных постоянных ЗУ. Описанию свойств импульсных трансформаторов посвящен ряд работ [4, 7, 8, 10, 12, 34, 35].

Основным требованием к ИТ является передача трансформируемых импульсов с наименьшими искажениями формы, что определяется свойствами сердечника, обмотками трансформатора и параметрами импульсной схемы, в которой используется ИТ.

Здесь рассматриваются только миниатюрные ИТ на кольцевых ферритовых сердечниках. Наряду с ферритовыми сердечниками иногда применяются пермаллоевые ленточные сердечники. Последние имеют преимущества по величине проницаемости частного цикла и термостабильности, но уступают по свойствам ферритовым сердечникам на высокой частоте, так как последние обладают высоким удельным электрическим сопротивлением и соответственно малыми потерями. Благодаря этому большинство марок ферритов имеют постоянную импульсную проницаемость до частоты 1 МГц, в то время как проницаемость ленточных сердечников быстро падает из-за вихревых токов и при частоте от 5 до 50 кГц становится ниже, чем проницаемость ферритов [25].

При использовании ИТ необходимо знать следующие их параметры:

1. Номинальная площадь передаваемого импульса (произведение $U \times t_и$).
2. Ток намагничивания I.
3. Индуктивность рассеяния обмоток L_s.
4. Паразитная емкость обмоток $C_п$.
5. Габариты ИТ.
6. Минимальная длительность импульса, при которой начинается спад импульсной проницаемости.
7. Максимальная частота повторения передаваемых импульсов.
8. Коэффициент трансформации n.
9. Число витков входных и выходных обмоток, марка провода и его диаметр.
10. Размеры сердечника.
11. Максимально допустимый действующий ток в обмотках.
12. Индуктивность намагничивания первичной обмотки $L_{ст}$.
13. Активное сопротивление обмоток.
14. Максимально допустимое эквивалентное сопротивление входной и выходной цепи.

Импульсные трансформаторы должны удовлетворять также требованиям эксплуатации.

б) Расчет тока намагничивания трансформатора с учетом разброса параметров сердечников в диапазоне температур

Как указывалось в § 1,д, при использовании магнитных сердечников с большой нелинейностью восходящего участка $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ расчет поля намагничивания должен производиться с учетом этой нелинейности путем аппроксимации рабочего участка этой зависимости прямой переменного наклона.

В этом случае разброс тока намагничивания трансформатора будет определяться не только разбросом по величине импульсной проницаемости, но и разбросом по наклону рабочего участка зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ в заданном диапазоне температур.

С учетом (11) и (12) максимальное $I_{макс}$ и минимальное $I_{мин}$ значения тока намагничивания, определяемые технологическим разбросом параметров сердечников, могут быть рассчитаны следующим образом:

$$I = \frac{Hl}{w};$$

$$I_{мин} = \frac{l}{w}\left[\frac{\Delta B_0 - \Delta B_{aмакс}}{\Delta B_{bмин} - \Delta B_{aмин}}(H_b - H_a) + H_a\right];$$

$$I_{макс} = \frac{l}{w}\left[\frac{\Delta B_0 - \Delta B_{aмин}}{\Delta B_{bмин} - \Delta B_{aмин}}(H_b - H_a) + H_a\right].$$

Индуктивность намагничивания в соответствии с (7) определяется выражением

$$\left.\begin{aligned} L_{\text{мин}} &= \frac{\mu_0 w^2 S}{l}\,\frac{\Delta B_0}{\dfrac{\Delta B_0 - \mu_{a\text{мин}} H_a}{\mu_{b\text{мин}} H_b - \mu_{a\text{мин}} H_a}(H_b - H_a) + H_a}; \\ L_{\text{макс}} &= \frac{\mu_0 w^2 S}{l}\,\frac{\Delta B_0}{\dfrac{\Delta B_0 - \mu_{0\text{макс}} H_a}{\mu_{b\text{макс}} H_b - \mu_{a\text{мин}} H_a}(H_b - H_a) + H_a}, \end{aligned}\right\} \qquad (134)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м.

Однако существует большое количество сердечников, используемых в ИТ, имеющих достаточно крутой и линейный характер восходящего участка зависимости $\Delta B_{\text{ст}}(H_{\text{ст}})$. К их числу в основном относятся пермаллоевые ленточные сердечники.

Для этих сердечников проницаемость восходящего участка зависимости $\Delta B_{\text{ст}}(H_{\text{ст}})$ можно считать постоянной. Тогда разброс тока намагничивания будет определяться разбросом параметров сердечников по разбросу проницаемости от $\mu_{\Delta\text{мин}}$ до $\mu_{\Delta\text{макс}}$ и может быть найден по формулам

$$\left.\begin{aligned} I_{\text{мин}} &= \frac{t}{w}\,\frac{\Delta B}{\mu_{\Delta\text{макс}}} = \frac{U_m t_{\text{и}}}{L_{\text{макс}}}; \\ I_{\text{макс}} &= \frac{l}{w}\,\frac{\Delta B}{\mu_{\Delta\text{мин}}} = \frac{U_m t_{\text{и}}}{L_{\text{мин}}}, \end{aligned}\right\} \qquad (135)$$

где L — индуктивность намагничивания, которая может быть легко рассчитана, если известна проницаемость частного цикла при данном ΔB,

$$\left.\begin{aligned} L_{\text{мин}} &= \frac{\mu_{\Delta\text{мин}} \mu_0 w^2 S}{l}; \\ L_{\text{макс}} &= \frac{\mu_{\Delta\text{макс}} \mu_0 w^2 S}{l}. \end{aligned}\right\} \qquad (136)$$

Следует еще раз подчеркнуть, что если номинальная площадь передаваемого импульса в ИТ соответствует номинальному значению максимально допустимого перепада индукции ΔB_0 в сердечнике во время испытаний или работы, то нелинейность характеристики $\Delta B_{\text{ст}}(H_{\text{ст}})$ сердечника необходимо учитывать только в том случае, когда режим проверки сердечника и режим работы ИТ различны. Например, сердечник проверяется при заданном поле, а трансформатор — при заданном перепаде индукции, и наоборот. Если же сердечник и трансформатор проверяются при одном и том же перепаде индукции, то это отражает работу сердечника в одной точке зависимости $\Delta B_{\text{ст}}(H_{\text{ст}})$ и нелинейность не сказывается.

Однако проверка параметров сердечников в начале и конце рабочего участка зависимости $\Delta B_{\text{ст}}(H_{\text{ст}})$ более полноценна и обеспечивает большую универсальность их применения.

в) Расчет максимально допустимой площади передаваемых импульсов и частоты их повторения

При конструировании импульсного трансформатора максимальная площадь передаваемого импульса может варьироваться соответствующим выбором трех параметров: перепада индукции ΔB, площади сечения S и числа витков w:

$$U_m t_и = S w \Delta B.$$

Увеличение S и w ведет к увеличению габаритов трансформатора, поэтому желательно получить максимальную площадь импульса за счет максимального перепада индукции путем выбора соответствующей марки магнитного сердечника и рабочего участка зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, где перепад индукции достаточно высок, а насыщения еще не наступает, как было показано в § 1,в.

Площадь передаваемого импульса является одним из основных параметров импульсного трансформатора, причем допускается изменение амплитуды U_m и длительности импульса, но так, чтобы произведение их оставалось постоянным, пропорциональным максимально допустимому значению ΔB_0 сердечника. При этом ток намагничивания будет одним и тем же.

Однако изменение длительности в меньшую сторону может повлечь за собой увеличение потерь и в связи с этим рост тока намагничивания. Увеличение тока намагничивания связано с уменьшением импульсной проницаемости сердечника $\mu_и$ по сравнению с проницаемостью частного цикла μ_Δ. На практике уменьшение проницаемости $\mu_и$ может иногда встречаться при длительности импульса меньше 0,5 мкс у ферритовых марганец-цинковых сердечников с высокой проницаемостью, имеющих меньше, чем у других марок ферритов, поверхностное сопротивление, а также у пермаллоевых сердечников. Как было показано в § 2,в, уменьшение $\mu_и$ по сравнению с μ_Δ на 5% наступает при длительности импульса:

$$t_и = 20\tau_р = 20\,\frac{\mu_\Delta \mu_0}{R_0}.$$

Вторым критерием выбора минимально допустимой длительности служит саморазогрев сердечника при малой длительности импульса и высокой частоте повторения.

Как было показано в § 2,з, минимальную длительность импульса, определяемую допустимой мощностью $P_{доп}$, которую может отвести сердечник данных размеров, можно рассчитать по следующей формуле:

$$t_{и.мин} = \Delta B \sqrt{\frac{Sl}{R_0 P_{доп}}}.$$

Минимальный период повторения импульсов определяется выражением

$$T_{мин} = \frac{\Delta B^2 S l}{2\mu_0 \mu_\Delta P_{доп}\left(1 + \frac{R_п}{R'_и}\right)} + \Delta B \sqrt{\frac{Sl}{R_0 P_{доп}}},$$

причем $f_{макс}=1/T_{мин}$, где $R'_н$ — приведенное сопротивление нагрузки.

Таким образом, при разработке трансформаторов, работающих при большой частоте повторения и малых длительностях импульса, появляются требования, противоположные изложенным выше. Поскольку мощность $P_{доп}$ определяется в основном размерами сердечника, для уменьшения саморазогрева необходимо увеличивать габариты сердечника. Уменьшение $t_{и.мин}$ и увеличение $f_{макс}$ может быть достигнуто помимо увеличения шунтирующего сопротивления потерь R_0, сопротивления нагрузки и проницаемости частного цикла μ_Δ только за счет снижения значения перепада индукции ΔB.

Уменьшение перепада индукции ΔB может быть произведено или за счет выбора марок сердечников с малым ΔB или за счет работы на начальном участке зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$ в полях $H=H_{\mu_{\Delta макс}}$, где проницаемость μ_Δ имеет максимум, а перепад индукции ΔB незначителен.

5. РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В ЦЕПИ ИТ С УЧЕТОМ ПОТОКОВ РАССЕЯНИЯ ПО ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ И ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМАМ

а) Расчет переходного процесса в цепи ИТ

Рассмотрим сначала переходный процесс в трансформаторе без учета индуктивности рассеяния и паразитных емкостей обмоток и определим выражения, характеризующие изменения тока в первичной i_1 и во вторичной цепи трансформатора i_2 в зависимости от времени действия импульса.

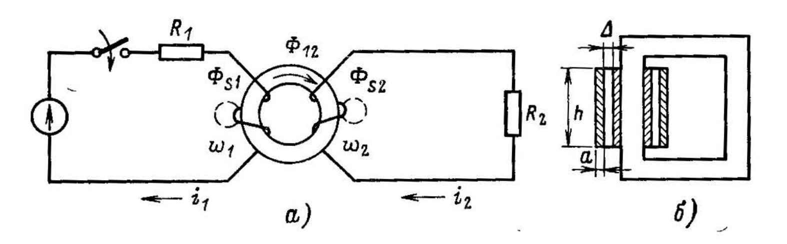


Рис. 48. Принципиальная схема трансформатора (*а*); сердечник с двумя обмотками (*б*).

Решив уравнения переходного процесса в цепи импульсного трансформатора, изображенного на рис. 48, считая, что $\Phi_{s1}=\Phi_{s2}=0$, получим:

$$i_1=\frac{U_m}{R_1}\left\{1-\frac{R_2}{R_2+R_1n^2}\exp\left[-\frac{R_1R_2}{L_0(R_2+R_1n^2)}t\right]\right\};$$

$$i_2=\frac{U_m n}{R_2+R_1n^2}\exp\left[-\frac{R_1R_2}{L_0(R_2+R_1n^2)}t\right],$$

где $n=w_2/w_1$, а L_0 — индуктивность намагничивания.

Отсюда видно, что ток i_1 в момент включения изменяется скачком от 0 до значения

$$i_1(0)=\frac{Un^2}{R_2+R_1n^2},$$

и затем постепенно увеличивается до значения $i_1(\infty)=\frac{U}{R_1}$. Ток i_2 в момент включения также изменяется скачком от 0 до значения $i_2(0)=\frac{Un}{R_2+R_1n^2}=i(0)\,\frac{w_2}{w_1}$, а затем постепенно спадает до нуля.

Отношение мгновенных токов в первичной i_1 и вторичной i_2 обмотках может быть рассчитано по формуле

$$\frac{i_1(t)}{i_2(t)}=\frac{R_2n^2+R_2}{R_1n}\left\{\frac{1}{\exp\left[-\frac{R_1R_2t}{L_0(R_2+R_1n^2)}\right]}-1\right\}.$$

Если считать, что коэффициент передачи трансформатора q равен отношению амплитудных значений тока в первичной I_1 к току во вторичной обмотке I_2, то его значение выразится следующим образом:

$$q=\frac{I_1}{I_2}=\frac{n^2R_1+R_2}{nR_1}.$$

Это выражение верно при условии, что при $t=t_и$

$$-\frac{R_1R_2t}{L_0\,(R_2+R_1n^2)}\to\infty.$$

Таким образом, при отсутствии индуктивности рассеяния коэффициент передачи определяется соотношением сопротивлений первичной и вторичной цепей трансформатора и коэффициента трансформации.

Для момента времени $t=0$ $\frac{i_1\,(0)}{i_2\,(0)}=\frac{1}{n}$, т. е. коэффициент передачи тока обратно пропорционален коэффициенту трансформации, что объясняется отсутствием индуктивности рассеяния.

Рассмотрим переходный процесс в цепи ИТ с учетом индуктивности рассеяния.

При расчетах трансформаторов без использования эквивалентной схемы чаще всего применяется следующая оценка индуктивности рассеяния.

Пусть Ψ_1 — потокосцепление первичной обмотки, создаваемое протекающим в ней током, при разомкнутой вторичной обмотке. Вторичная обмотка имеет потокосцепление Ψ_{12}. Выразим потокосцепление через потоки $\Phi_1=\Psi_1/w_1$ и $\Phi_{12}=\Psi_{12}/w_2$ соответственно.

Если бы ни одна магнитная линия не проходила в воздухе, потоки Φ_1 и Φ_{12} были бы равны друг другу и представляли бы действительный поток индукции, проходящий в сердечнике трансформатора. Однако из-за наличия линий рассеяния в воздухе эти потоки

несколько отличаются от магнитного потока в сердечнике. Их разность

$$\Phi_1 - \Phi_{12} = \Phi_{s1} \qquad (137)$$

называют потоком рассеяния первичной обмотки. Коэффициент

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \qquad (138)$$

называют коэффициентом связи, причем

$$k = \sqrt{k_1 k_2}, \qquad (139)$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты связи первичной и вторичной обмоток трансформатора по отдельности.

Тогда индуктивность первичной обмотки

$$L_1 = \frac{w_1 \Phi_1}{i_1}; \qquad (140)$$

индуктивность рассеяния первичной обмотки

$$L_{s1} = \frac{w \Phi_{s1}}{i_1}; \qquad (141)$$

индуктивность намагничивания

$$L_{01} = L_1 - L_{s1} = \frac{w_1 \Phi_{12}}{i_1} = kL_1; \qquad (142)$$

взаимная индуктивность

$$M = \frac{w_2 \Phi_{12}}{i_1} = \frac{w_2}{w_1} L_{01} = \frac{w_2}{w_1} k_1 L_1. \qquad (143)$$

Аналогичные зависимости имеют место для вторичной обмотки:

$$L_2 = \frac{w_2 \Phi_2}{i_2};$$

индуктивность рассеяния

$$L_{s2} = \frac{w_2 \Phi_{s2}}{i_2};$$

индуктивность намагничивания

$$L_{02} = L_2 - L_{s2} = \frac{w_2 \Phi_{12}}{i_2} = k_2 L_2; \qquad (144)$$

взаимная индуктивность

$$M = \frac{w_1}{w_2} L_{02} = \frac{w_1}{w_2} k_2 L_2. \qquad (145)$$

На основании этих выражений

$$L_{02} = \frac{w_2}{w_1} M; \; L_{s2} = L_2 - \frac{w_2}{w_1} M;$$

$$M = \sqrt{L_{01} L_{02}};$$

$$k = \sqrt{\frac{(L_1 - L_{s1})(L_2 - L_{s2})}{L_1 L_2}} = \sqrt{\frac{L_{01} L_{02}}{L_1 L_2}}.$$

При воздействии на трансформатор, в обмотках которого присутствуют потоки рассеяния идеально прямоугольного импульса, переходный процесс будет описываться следующей системой дифференциальных уравнений [9]:

$$\left.\begin{aligned} R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = U; \\ R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = 0. \end{aligned}\right\}$$

Перепишем эти уравнения для изображений

$$(R_1 + pL_1) I_1 + pMI_2 = \frac{U}{p};$$

$$pMI_1 + (R_2 + pL_2) I_2 = 0.$$

Решая их, находим:

$$I_1 = \frac{U(1 + p\tau_2)}{pL_1\tau_2(1 - k^2)(p^2 + ap + b)} = \frac{F_1(0)}{pF_2(p)};$$

$$I_2 = \frac{Mu}{L_1L_2(1 - k^2)(p^2 + ap + b)} = \frac{F_3(p)}{F_2(p)},$$

где $\tau_1 = \frac{L_1}{R_1}$; $\tau_2 = \frac{L_2}{R_2}$ — постоянные времени каждой из катушек;

$$a = \frac{1}{1 - k^2}\left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2}\right);$$

$$b = \frac{1}{(1 - k^2)\tau_1\tau_2}.$$

Решая характеристическое уравнение

$$F_2(p) = p^2 + ap + b = 0,$$

находим его корни:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2(1 - k^2)}\left[\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \pm \right.$$

$$\left. \pm \sqrt{\left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2}\right)^2 - \frac{4(1 - k^2)}{\tau_1\tau_2}}\right]. \quad (146)$$

Применив к выражению для тока I_1 и I_2 теорему разложения, получим:

$$i_1 = \frac{U}{R_1}\left[1 + p_2 \frac{1 + p_1\tau_2}{p_1 - p_2} \exp(p_1 t) - p_1 \frac{1 - p_2\tau_2}{p_1 - p_2} \exp(p_2 t)\right]; \quad (147)$$

$$i_2 = \frac{k^2 U}{(p_2 - p_1)(1 - k^2) M} [\exp(p_1 t) - \exp(p_2 t)]. \quad (148)$$

Очевидно, что при p_1, $p_2 < t$ токи i_1 и i_2 состоят из двух составляющих, затухающих с различными коэффициентами затухания p_1 и p_2.

На рис. 49 приведены расчетные зависимости токов в первичной обмотке i_1 и во вторичной обмотке i_2 от времени нарастания импульса напряжения. Расчет производился применительно к одновитковой первичной и вторичной обмоткам трансформатора:

$$w_1 = w_2 = 1;$$

$$U = 15 \text{ В}; \; R_1 = R_2 = 10 \text{ Ом}; \; L_1 = L_2 = 0{,}2 \text{ мкГ};$$

$$k = 0{,}75; \; M = 0{,}15 \text{ мкГ}.$$

Из рис. 49 видно, что из свободных составляющих $i'_2 = \frac{U}{2R} \exp\left(-\frac{Rt}{L+M}\right)$ затухает медленно, т. е. имеет большую постоянную времени, определяемую суммой индуктивиости и взаимной иидуктивности L, а при $k = 1$ постоянной времени цепи L/R. Вторая составляющая $i''_2 = \frac{U}{2R} \exp\left(-\frac{Rt}{L-M}\right)$ затухает быстро и определяется разностью L и M, а при отсутствии рассеяния эта составляющая отсутствует.

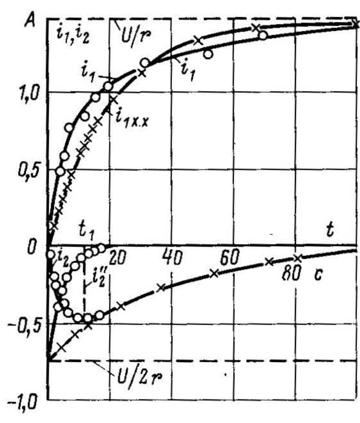


Рис. 49. Зависимости тока в первичной обмотке i_1 и тока во вторичной обмотке i_2 от времени.

Кроме того, на рис. 49 показано, как изменялся бы ток i_1 первичной обмотки, если бы вторая была разомкнута. В этом случае ток i_1 определялся бы следующим выражением:

$$i'_{\text{х.х}} = \frac{U}{R}\left[1 - \exp\left(-\frac{R}{L}\, t\right)\right].$$

В первые моменты после включения ток в первичной обмотке увеличивается быстрее, чем он возрастал бы при разомкнутой вторичной обмотке. В этом можно убедиться, подсчитав начальные значения производных в обоих случаях. При замкнутой вторичной обмотке

$$\left(\frac{di_1}{dt}\right)_{t=0} = \frac{U}{(1-k^2)\,L},$$

а при разомкнутой вторичной обмотке

$$\left(\frac{di_1}{dt}\right)_{t=0} = \frac{U}{L}.$$

В первом случае производная больше, поэтому ток растет быстрее. Начиная с некоторого момента времени ток i_1 растет медленнее, чем при разомкнутой вторичной катушке.

Кроме того, ток i_2 уменьшается, и знак его производной изменяется на обратный при $t > t_1$.

Найдем время $t_{макс}$, при котором амплитуда тока в выходной обмотке трансформатора максимальна. Для этого найдем производную по времени и приравняем ее нулю:

$$\frac{di_2}{dt}=\frac{k^2U}{(p_2-p_1)(1-k_2)M}(p_1 \exp p_1 t - p_2 \exp p_2 t). \quad (149)$$

После преобразований $t_{макс}$ равно:

$$t_{макс}=\frac{\ln \frac{p_2}{p_1}}{p_2-p_1}. \quad (150)$$

Тогда максимальная амплитуда тока $I_{2макс}$ может быть найдена при $t=t_{макс}$:

$$I_{2макс}=-\frac{k^2U}{(p_2-p_1)(1-k^2)M}(\exp p_1 t_{макс} - \exp p_2 t_{макс}).$$

Рассмотрим формулу для расчета коэффициента передачи как амплитудного соотношения токов в первичной и во вторичной обмотках. При достаточно большой длительности импульса, когда $p_1 t_и \to \infty$ и $p_2 t_и \to \infty$, амплитуда $I_1 \to \frac{U}{R_1}$, а коэффициент передачи

$$\frac{I_1}{I_2}=\frac{R_1 k^2 (\exp p_1 t_{макс} - \exp p_2 t_{макс})}{(p_2-p_1)(1-k^2)M}. \quad (151)$$

Очевидно, что, чем больше индуктивность рассеяния и меньше коэффициент связи между обмотками, тем ниже коэффициент передачи. Коэффициент передачи в этом случае определяется соотношением эквивалентных сопротивлений первичной и вторичной цепей трансформатора, постоянных времени этих цепей и значением коэффициента связи.

Применяемые на практике формирователи импульсов часто имеют довольно большую длительность нарастания фронта импульса, с которой необходимо считаться. Предположим, что импульс имеет трапецеидальную форму с линейным характером переднего фронта $t_ф$:

$$u(t)=\frac{U}{t_ф},$$

тогда, применив интеграл Дюамеля, найдем выражение для тока i_2 в выходной обмотке трансформатора для $0<t<t_ф$:

$$i_2=\frac{k^2U}{t_ф (p_2-p_1)(1-k^2)M}\left(\frac{1-\exp p_2 t}{p_2}-\frac{1-\exp p_1 t}{p_1}\right).$$

Ток $i_2(t)$ в течение времени действия всего импульса (при идеально коротком срезе) может быть выражен следующим образом:

$$i_2(t)=\frac{k^2U}{t_ф(p_2-p_1)(1-k^2)M}\left(\frac{1-\exp p_2 t_ф}{p_2}-\frac{1-\exp p_1 t_ф}{p_1}\right)+$$
$$+\frac{k^2U}{(p_2-p_1)(1-k^2)M}[\exp p_1 (t-t_ф)-\exp p_2 (t-t_ф)]. \quad (152)$$

Продифференцировав это выражение, найдем время $t_{макс}$, при котором ток i_2 максимален,

$$t_{макс} = \frac{\ln \frac{p_2}{p_1} + t_ф (p_2 - p_1)}{p_2 - p_1}. \qquad (153)$$

Время $t_{макс}$ характеризует задержку фронта импульса тока во вторичной обмотке относительно фронта импульса тока в первичной обмотке за счет индуктивности рассеяния. Однако в реальном трансформаторе эта задержка определяется еще и паразитной емкостью.

Итак, по результатам расчета переходных процессов в цепи трансформатора можно сделать следующие выводы:

1) ток в выходной обмотке состоит из двух составляющих, затухающих с различными коэффициентами затухания, первый определяется индуктивностью первичной обмотки, а второй — индуктивностью рассеяния. Первая свободная составляющая этого тока затухает медленно и имеет большую постоянную времени, вторая — быстро. При отсутствии рассеяния вторая составляющая отсутствует;

2) ток в первичной цепи трансформатора сначала увеличивается быстрее, чем он возрастал бы при разомкнутой вторичной обмотке, а начиная с некоторого момента времени — медленнее.

б) Физическая сущность индуктивности рассеяния и взаимосвязь способа ее определения с выбором эквивалентной схемы замещения трансформаторной цепи

Основные представления о физической сущности индуктивности рассеяния в обычном трансформаторе [11] сводятся к следующему (рис. 48).

1. Все поле, образованное токами двух контуров, может быть разбито на три области: две области, занятые магнитными потоками, величины которых определяются только током соответствующего контура, а третья область занята потоком, величина которого определяется токами обеих цепей.

2. Передача энергии из одной цепи в другую определяется общим потоком, охватывающим оба контура. Потоки рассеяния не принимают участия в передаче энергии.

3. Потоки рассеяния связаны с одним или другим из контуров и определяются только током, который их создает.

Напишем уравнения для потокосцеплений каждой из обмоток:

$$\left.\begin{aligned} \Psi &= L_1 i_1 + M i_2; \\ \Psi_2 &= L_2 i_2 + M i_1. \end{aligned}\right\}$$

Представим каждое из потокосцеплений в виде двух слагаемых:

$$\left.\begin{aligned} \Psi_1 &= L_1 I_1 + M i_2 = \Psi_{12} + \Psi_{1s}; \\ \Psi_1 &= L_2 I_2 + M i_1 = \Psi_{21} + \Psi_{2s}, \end{aligned}\right\}$$

где Ψ_{12} и Ψ_{21} — слагающие, зависящие от токов обоих контуров, создаются главным потоком в магнитном сердечнике, а Ψ_{1s} и Ψ_{2s} — слагающие, зависящие только от тока одного контура, которые называются потоками рассеяния.

Очевидно, что два уравнения недостаточны для однозначного разделения поля на главное поле и поле рассеяния. Необходимы дополнительные условия.

В качестве дополнительных условий можно принять отсутствие главного потока. Если $\Psi_{12}=\Psi_{21}=0$, то остается чистое поле рассеяния:

$$\left.\begin{aligned}\Psi_{1s} &= L_{s1}i_1 = L_1 i_1 + M i_2;\\ \Psi_{2s} &= L_{s2}i_2 = L_2 i_2 + M i_1,\end{aligned}\right\}$$

откуда получаем:

$$L_{s1} = L_1 + Mn;$$

$$L_{s2} = L_2 + \frac{M}{n},$$

где $n = -\frac{i_2}{i_1}$ — коэффициент трансформации.

Отсюда видно, что способ определения поля рассеяния и коэффициент трансформации тесно связаны между собой.

Существует несколько способов определения поля рассеяния, каждый из которых может быть принят при условии соответствующего выбора коэффициента трансформации [11].

В настоящее время в основном пользуются определением поля рассеяния, когда чистым полем рассеяния считается поле, образованное при встречном включении контуров, т. е. когда собственный поток контура противоположен потоку взаимоиндукции от другого контура, при равных значениях токов обоих контуров. В случае распределенной обмотки с различным числом витков w_1 и w_2 чистое поле рассеяния будет иметь место [44] при условии

$$w_1 i_1 + w_2 i_2 = 0.$$

Тогда

$$n = -\frac{i_2}{i_1} = \frac{w_2}{w_1},$$

откуда

$$L_{s1} = L_1 - M\frac{w_1}{w_2};$$

$$L_{s2} = L_2 - M\frac{w_2}{w_1}.$$

Очевидно, что в связи с этим определением рассеяния коэффициент трансформации принимается равным отношению числа витков. Основные соотношения, вытекающие из этого метода определения L_s, были уже приведены в § 5,б как общепринятые.

Второе определение индуктивности рассеяния основано на предположении, что чистое поле рассеяния возникает при таком соотношении токов обоих контуров, когда справедливо равенство

$$\frac{L_1 i^2_1}{2} = \frac{L_2 i^2_2}{2},$$

и потоки включены навстречу. В этом случае

$$n = -\frac{i_2}{i_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}, \qquad (154)$$

а индуктивности рассеяния определяются выражениями

$$L_{s1} = L_1 - M\sqrt{\frac{L_1}{L_2}};$$

$$L_{s2} = L_2 - M\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}.$$

Третье определение поля рассеяния основано на том, что чистым полем рассеяния считается поле трансформатора при коротком замыкании. Но поскольку короткое замыкание может быть произведено для любой из обмоток трансформатора, то для каждой пары контуров будут существовать два различных поля рассеяния. В соответствии с этим получаются и два значения индуктивности для каждой обмотки трансформатора в зависимости от того, которая из обмоток короткозамкнута.

При коротком замыкании второго контура

$$\Psi_2 = L_2 i_2 + M i_1 = 0;$$

$$n = -\frac{i_2}{i_1} = \frac{M}{L_2} \qquad (155)$$

и, следовательно,

$$L_{s1} = L_1 - Mn = L_1 - \frac{M^2}{L_2};$$

$$L_{s2} = L_2 - \frac{M}{n} = 0.$$

При короткозамкнутой первичной обмотке будем иметь:

$$\Psi_1 = L_1 i_1 - M i_2 = 0;$$

$$n = -\frac{i_2}{i_1} = \frac{L_1}{M}. \qquad (156)$$

Следовательно,

$$L_{s1} = 0;$$

$$L_{s2} = L_2 - \frac{M^2}{L_1}.$$

Основным преимуществом первого метода определения поля рассеяния, вследствие которого он получил широкое распространение, является наибольшая простота количественного определения поля индуктивностей рассеяння L_{s1} и L_{s2} по сравнению со всеми другими методами.

Когда обмотки ИТ накладываются друг на друга, расстояние между ними очень мало и, следовательно, мала и индуктивность рассеяния, а коэффициент связи близок к единице.

Индуктивность рассеяния таких трансформаторов может быть рассчитана по формуле [8]:

$$L_s = \frac{\mu_0 \pi D w^2}{h}\left(\Delta + \frac{\Sigma a}{3}\right), \qquad (157)$$

где a — толщина катушек; Δ — зазор между катушками; D — средний диаметр обмотки; h — высота катушки.

По этой формуле можно производить расчет только для многовитковых обмоток, намотанных друг на друга с близкими величинами чисел внтков (рис. 48,б). Прн другом расположении обмоток расчет индуктивности рассеяния очень сложен и не дает достаточно верных результатов.

Расчет может быть также произведеи по упрощениой формуле (34):

$$L_s = \frac{\mu_0 w^2 V}{h^2}, \qquad (158)$$

где V — объем, заключенный между катушками.

Отсюда следует, что индуктивность рассеяния является параметром чисто конструктивным н не зависит от магнитной цепи трансформатора. Отношение индуктивности рассеяния к индуктивности намагничивания не зависит от чнсла витков и пропорционально проницаемостн материала сердечника:

$$\frac{L}{L_s} = \frac{\mu S h^2}{\mu_0 V l}. \qquad (159)$$

В импульсных трансформаторах желательио, чтобы L/L_s было не менее 1000.

Одним из основных свойств сердечника трансформатора является индуктивный фактор, т. е. отношение L/w^2 для данного объема сердечника, которое должно быть велико на столько, на сколько это возможно.

в) Расчет переходного процесса в цепи, содержащей различные эквивалентные схемы замещения трансформатора

При исследовании режима работы импульсных трансформаторов широко применяются эквивалентные схемы. Получившие распространение эквивалентные схемы трансформаторов отличаются между собой коэффициентом приведения, который часто называют коэффициентом трансформации идеального трансформатора. Коэффициент трансформации идеального трансформатора — величина неопределенная, характеризуемая следующим отношением:

$$a = \frac{u_2}{u'_2} = \frac{i'_2}{i_2}, \qquad (160)$$

в то время как номинальным коэффициентом трансформации реального трансформатора считается величина, равная отношению числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{k_2 L_2}{k_1 L_1}} = \sqrt{\frac{L_{02}}{L_{01}}}.$$

Существуют три основных варианта эквивалентных схем трансформатора при работе в импульсном режиме, которые могут быть использованы при расчетах вместо принципиальной схемы (рис. 48). Основная задача, которая ставится при разработке эквивалентных схем — получение более простых по сравнению с расчетом по принципиальной схеме выражений, описывающих переходный процесс в ИТ.

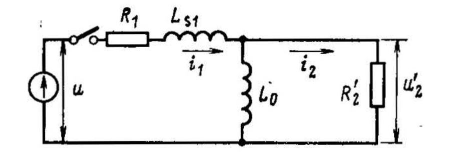


Рис. 50. Эквивалентная схема трансформатора при условии $L_{s1}=L_{s2}=\frac{L_s}{2}$.

Симметричная схема замещения показана на рис. 50. Параметры этой схемы замещения следующие:

$$a=\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}=\frac{w_2}{w_1}=n;$$

$$L_{s1}=L_{s2}=\frac{L_s}{2}=L_1(1-k^2);$$

$$L_0=aM=kL_1. \qquad (161)$$

Эта схема соответствует частному случаю, если принять $L_1i^2{}_1/2=L_2i^2{}_2/2$ с учетом дополнительного условия $L_{s1}=L_{s2}$, что упрощает расчет.

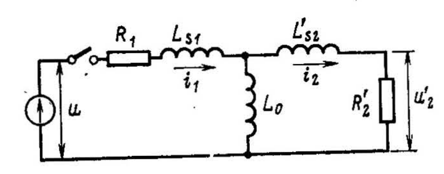


Рис. 51. Эквивалентиая схема траисформатора при условии $L_{s1}=0$.

На рис. 51 приведена схема замещения ИТ с индуктивностью рассеяния в первичной обмотке, равной нулю, имеющая следующие параметры:

$$a=\frac{M}{L_1}=k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}=kn;$$

$$L_{s1}=0;\ L_{s2}=L_1\left(\frac{1}{k^2}-1\right);$$

$$L_0=aM+L_1. \qquad (162)$$

Схема замещения, имеющая индуктивность рассеяния во вторичной обмотке, равиую нулю, приведена на рис. 52 и имеет следующие параметры:

$$a=\frac{L_2}{M}=\frac{1}{k}\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}=\frac{n}{k};$$

$$L_{s2}=0;\ L_{s1}=L_1(1-k^2); \qquad (163)$$

$$L_0=aM=k^2L_1.$$

Для ИТ, использующих сердечники с высокой импульсной проницаемостью, коэффициент связи отличается от 1 не более чем на 1—2%. Для такого трансформатора $k \approx 1$, а эквивалентные схемы, приведенные на рис. 50—52, дают почти одинаковую шунтирующую индуктивность намагничивания и индуктивности рассеяния:

1) симметричная схема $L_{s1} = L_{s2} = \frac{L_s}{2}$;

$$L = 2L_0(1-k);$$

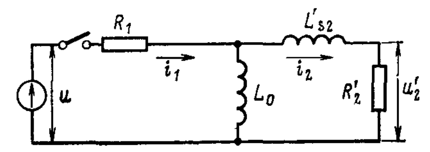


Рис. 52. Эквивалентная схема траисформатора при условии $L_{s2}=0$.

2) схема, имеющая L_s во вторичной цепи н $L_{s1}=0$,

$$L_{s2} = L_0\left(\frac{1}{k^2} - 1\right) = L_0\frac{(1-k)(1+k)}{k^2} \approx 2L_0(1-k);$$

3) схема, имеющая L_s в первичной цепи и $L_{s2}=0$,

$$L_s = L_0(1-k^2) = L_0(1-k)(1+k) \approx 2L_0(1-k).$$

Аналогично индуктивность намагничивания равна приблизительно L_0 для всех трех случаев. Таким образом, можно отметить, что эквивалентная схема импульсного трансформатора состоит из последовательной ннДуктивности рассеяния и параллельной индуктивности намагничнвания L_0. Индуктивность рассеяния может быть включена справа от L_0, слева от L_0 или разделена иа две части, включаемые справа и слева от L_0.

В соответствии с представленными схемами замещения импульсного трансформатора можно рассчитать формулы для тока i_2 во вторичной обмотке:

1) для симметричной схемы замещения (рис. 50)

$$i_2 = \frac{U_m k(\exp p_1 t - \exp p_2 t)}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 - 4R_1R_2(1-k^2)}},$$

где

$$p_{1,2} = \frac{R_2 + R_1}{2L_1(1-k^2)} \pm \frac{(R_2 + R_1)^2 - 4R_1R_2(1-k^2)}{2L_1(1-k^2)};$$

при линейной нарастающем фронте импульса напряжения, приложенного к первичной обмотке,

$$i_2 = \frac{U_m k}{t_ф\sqrt{(R_1 + R_2)^2 - 4R_1R_2(1-k^2)}} \times$$

$$\times\left(\frac{1 - \exp p_2 t}{p_2} - \frac{1 - \exp p_1 t}{p_1}\right);$$

2) для схемы замещения с индуктивностью рассеяния только во вторичной обмотке (рис. 54):

$$i_2=\frac{U_m(\exp p_1t-\exp p_2t)}{\sqrt{\left(\frac{R_1}{k^2}+R_2\right)^2-4R_1R_2\left(\frac{1}{k^2}-1\right)}},$$

где

$$p_{1,2}=\frac{-\left(\frac{R_1}{k^2}+R_2\right)\pm\sqrt{\left(\frac{R_1}{k^2}+R_2\right)^2-4R_1R_2\left(\frac{1}{k^2}-1\right)}}{2L_1\left(\frac{1}{k^2}-1\right)};$$

при линейно нарастающем фронте импульса напряжения, приложенного к первичной обмотке,

$$i_2=\frac{U_m}{t_ф\left(\frac{R_1}{k^2}+R_2\right)-4R_1R_2\left(\frac{1}{k^2}-1\right)}\times$$

$$\times\left(\frac{1-\exp p_2t}{p_2}-\frac{1-\exp p_1t}{p_1}\right);$$

3) для схемы замещения с индуктивностью рассеяния в первичной цепи (рис. 55):

$$i_2=\frac{U_mk^2(\exp p_1t-\exp p_2t)}{\sqrt{(R_2+k^2R_1)^2-4R_1R_2k^2(1-k^2)}};$$

$$P_{1,2}=-\frac{(R_2+k^2R_1)\pm\sqrt{(R_2+k^2R_1)^2-4R_1R_2k^2(1-k^2)}}{2L_1k^2(1-k^2)};$$

при линейно возрастающем фронте импульса напряжения, приложенного к первичной обмотке,

$$i_2=\frac{U_mk^2}{t_2\sqrt{(R_2+k^2R_1)^2-4R_1R_2k^2(1-k^2)}}\times$$

$$\times\left(\frac{1-\exp p_2t}{p_2}-\frac{1-\exp p_1t}{p_1}\right).$$

Все три рассмотренные схемы замещения трансформатора имеют громоздкие формулы для вычисления постоянных времени (корней характеристического уравнеиия p_1 и p_2) и тока i_2 в выходной обмотке. Поэтому обычно переходный процесс в цепи ИТ рассматривают упрощенно по частям, как будет показано в § 6.

г) Экспериментальное исследование индуктивности рассеяния разновитковых обмоток

Применяемость импульсных трансформаторов весьма разнообразна и в соответствии с этим определяется выбор метода определения индуктивности рассеяния.

Здесь будут приведены экспериментальные характеристики индуктивностей рассеяния и коэффициентов связи одно- и тридцативитковых обмоток в зависимости от размеров сердечника, его магнитной проницаемости и расположения обмоток относительно друг друга. Эти данные могут быть использованы при конструировании трансформаторных ПЗУ, где адресный провод по существу является одновитковой первичной обмоткой трансформатора.

Для того чтобы сравнить коэффициенты связи одновитковой и многовитковой обмоток, измерения производились для каждой из них в отдельности.

Испытания проводились на приборе для измерения индуктивностей следующим образом.

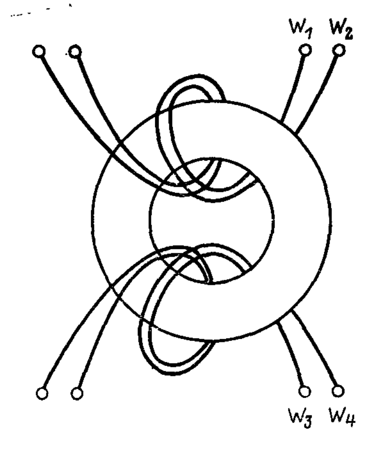


Рис. 53. Расположение обмоток при измерении индуктивности рассеяния.

Сначала определялись коэффициенты связи одновитковых обмоток. Для этого на противоположных сторонах сердечника наматывалось по две бифилярные обмотки w_1, w_2 и w_3, w_4 (рис. 53).

Индуктивность рассеяния измерялась для обмоток w_1, w_4, которые подключались поочередно к измерителю индуктивностей при коротком замыкании w_3. Коэффициент связи подсчитывался по формуле

$$k = \frac{L - L_s}{L}. \tag{164}$$

Таблица 9

Характеристики катушек с ферромагнитными сердечниками

Материал сердечника	Проницаемость μ	Число витков w	Индуктивность обмотки L, мкГ	Обмотки разнесены		Бифилярные	
				L_s, мкГ	k	L_s, мкГ	k
Гетинакс	—	30 1	1,483 —	— —	— —	0,48 —	0,675 —
Феррит марки 350ННИ	320	30 1	58,5 0,061	19,92 0,0287	0,66 0,53	0,525 —	0,987 —
Феррит марки Ф-1000	960	30 1	173,5 0,143	21,8 0,036	0,874 0,75	0,418 —	0,9988 —
Феррит марки 1100НМИ	1530	30 1	275,5 0,213	21 0,0395	0,925 0,819	0,45 —	0,9988 —
Феррит марки 2000НМ1	2060	30 1	375 0,282	19,6 0,435	0,973 0,84	0,456 —	0,9999 —

Для испытаний были выбраны сердечники одинакового размера 10×6×2 (мм), но разных материалов: из немагнитного материала — гетинакса, из ферритов марки 350ННИ — с проницаемостью 320; Ф-1000 — с проницаемостью 960; 1100НМИ — с проницаемостью 1530, 2000НМ — с проницаемостью 2060.

Для тридцативитковых обмоток испытания проводились аналогичным образом.

На рис. 53 и табл. 9 приведены экспериментальные данные.

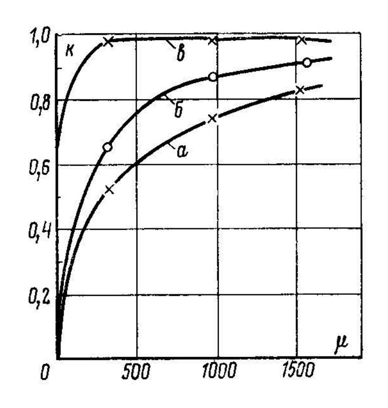


Рис. 54. Зависимость величины коэффициента связи от проницаемости сердечника.

Кривая а — $w=1$, обмотки разнесены; кривая б — $w=30$, обмотки разнесены; кривая в — $w=30$, обмотки намотаны бифилярно.

Рис. 55. Зависимость величины коэффициента связи от размеров сердечничка.

Таблица иллюстрирует разницу величин индуктивностей рассеяния обмоток сердечников и коэффициентов связи от их взаиморасположения. У разнесенных между собой обмоток коэффициенты связи значительно меньше единицы, особенно у катушек с сердечниками низкой проницаемости. Индуктивность рассеяния практически не зависит от проницаемости материала сердечника для катушек, имеющих 30 витков. У одновитковых катушек наблюдается некоторая зависимость индуктивности рассеяния от проницаемости материала сердечника.

Коэффициенты связи одновитковых обмоток значительно ниже, чем у тридцативитковых, и в большей степени зависят от проницаемости материала сердечника.

На рис. 55 приведены зависимости L_s и k для тридцативитковых катушек от внешнего диаметра сердечника (обмотки были разнесены). Для испытаний были выбраны сердечники с одинаковой проницаемостью $\mu=1000$, но разного размера: 7×3,9×2; 15,3×11×8,4 и 17,4×8,6×6,2 (мм). С увеличением размеров сердечника индуктивность рассеяния растет, а коэффициент связи падает незначительно.

6. РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В ЦЕПИ ИТ С УЧЕТОМ ВСЕХ ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ

а) Паразитные параметры ИТ

Паразитными параметрами ИТ являются индуктивности рассеяния и собственная емкость трансформатора, состоящая из межвитковой и межобмоточной емкостей.

При расчете искажения формы передаваемого импульса в ИТ необходимо учитывать не только индуктивность рассеяния, но и возникающие в нем паразитные емкости: межвитковую емкость и емкость между обмотками. Межвитковая емкость, как правило, пренебрежимо мала по сравнению с межобмоточной емкостью [34].

Если расстояние между обмотками мало по сравнению с поперечными размерами сердечника, то два слоя можно рассматривать как обкладки конденсатора с параллельными пластинами (рис. 48,*б*), а емкость C_0 между слоями определяется выражением

$$C_0 = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S_1 h}{\Delta} \qquad (165)$$

где S_1 — средняя длина окружности обмоток; ε — диэлектрическая постоянная изоляции; h — высота обмотки; Δ — расстояние между обмотками.

В большинстве известных работ по теории ИТ паразитная емкость включается в эквивалентную схему как шунтирующий элемент. Это хорошо согласуется с экспериментальными данными. Независимо от вида схемы

$$C' \approx n^2 C_0. \qquad (166)$$

Рассмотрим вопрос уменьшения паразитных параметров ИТ.

Из (158) и (166) видно, что паразитные параметры растут пропорционально квадрату числа витков. Поэтому увеличение числа витков с точки зрения роста паразитных параметров нежелательно.

Уменьшить паразитные параметры можно также чисто конструктивными приемами.

Для уменьшения индуктивности рассеяния необходимы равномерная, распределенная плотная обмотка проводом малого диаметра. Вторичная обмотка должна располагаться поверх первичной.

Эффективным способом снижения индуктивности рассеяния является намотка одинаковых обмоток в два провода. В [10] показано, что влияние индуктивности рассеяния можно снизить, используя провод с $n+1$ жилами. Тогда одна из жил представляет собой вторичную обмотку, а n других — последовательно соединенную первичную обмотку.

Однако намотка в два провода приводит к возрастанию величины межобмоточной емкости.

Уменьшение паразитных емкостей возможно за счет рационального расположения обмоток, обеспечивающего минимальную разность импульсного напряжения между концами обмоток. Для этого необходимо, чтобы начала однослойных обмоток были расположены близко друг к другу, а обмотки с большим числом витков отстояли дальше от поверхности сердечника. Увеличение диаметра обмоточного провода снижает паразитные емкости, так же как и увеличение толщины его изоляции и наличие изоляционных прокладок. Приме-

нение секционной укладки резко снижает междуобмоточные емкости, и одновременно резко возрастает индуктивность рассеяния.

На паразитную емкость обмоток большое влияние оказывают диэлектрические свойства окружающей среды, а именно: диэлектрическая проницаемость сердечника (если сердечник ферритовый) и герметизирующий компаунд.

б) Полная эквивалентная схема ИТ

Влияние параметров ИТ на различные искажения импульсов, такие, как выбросы, спад вершины и колебательный процесс, можно понять, рассматривая полную эквивалентную схему (рис. 56). В эту схему кроме ранее рассмотренных параметров входят C_1, C_2 — эквивалентные сосредоточенные емкости первичной и вторичной цепи со-

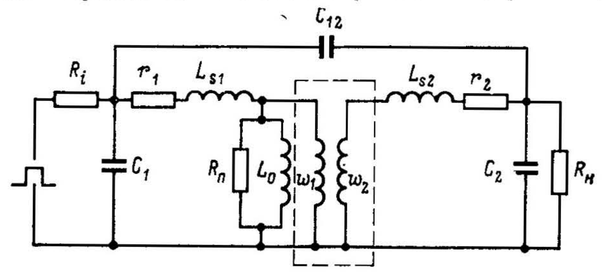


Рис. 56. Полная эквивалентная схема ИТ.

ответственно; C_{12} — эквивалентная емкость между обмотками; R_i — внутреннее сопротивление генератора; r_1 н r_2 — сопротивления обмоток; $R_н$ — сопротивление нагрузки; $R_п$ — сопротивление потерь в сердечнике; w_1: $w_2=1$; n — коэффициент трансформации идеального трансформатора.

На практике чаще используют эквивалентные схемы рис. 50—52, так как они более просты.

На рис. 57 представлена полная эквивалентная схема с индуктивностью рассеяния в первичной цепи. Она состоит из индуктивности намагничивания $L_0=k^2L_1$ и индуктивности рассеяния $L_s=$ $=(1-k^2)L_1$, включенных последовательно. При коротком замыканин вторичной обмотки эффективное полное сопротивление трансформатора определяется L_s, а при разомкнутой вторичной обмотке — L_0. В последовательное сопротивление $R_1=R_i+r_1$ входит выходиое сопротивление генератора и сопротивление первичной обмотки. Шунтирующее сопротивление $R_ш=$ $=R_п+R_2/\alpha^2$ учитывает потери $R_п$ в магнитном сердечнике и приведенное сопротивление вторичной цепи ИТ R_2/α^2. Кроме сопротивления нагрузки в R_2 входит также сопротивление вторичной обмотки. Эффективная общая емкость $C=C'+\alpha^2C_2$

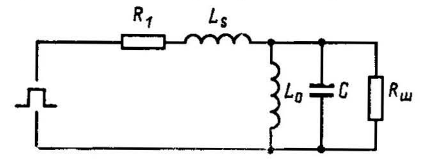


Рис. 57. Упрощенная эквивалентная схема ИТ.

включена параллельно индуктивности L_0 и содержит собственную емкость трансформатора C' и паразитную емкость вторичной обмотки C_2, пересчитанную к первичной. Собственная емкость C', как уже указывалось, определяется в основном емкостью между обмотками.

Еще раз подчеркиваем, что под термином коэффициент трансформации принято считать отношение чисел витков первичной и вторичной обмоток $n=w_2/w_1$.

Как было показано, при использовании различных эквивалентных схем используют термин коэффициент приведения $a=u_2/u'_2$, который может быть равен коэффициенту трансформации n для схем рис. 50 или связан с ним через коэффициент связи k для схем рис. 51, 52.

Коэффициент трансформации данной эквивалентной схемы, т. е. коэффициент приведения,

$$a=\frac{u_2}{u'_2}=k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}=k\frac{w_2}{w_1} \quad \text{при } k\approx 1,\ a=\frac{w_2}{w_1}.$$

Схемы, приведенные на рис. 57, 58, могут быть описаны дифференциальными уравнениями третьего порядка, решение которых довольно трудно. Кроме того, это полное решение не может дать наглядную картину физических процессов в цепи. Удобнее разделить решение на три этапа.

Первый — дает реакцию в области фронта, второй — реакцию во время плоской вершины, а третий — реакцию после окончания импульса.

в) Процесс нарастания фронта импульса

Реакция в области фронта импульса определяется высокочастотной эквивалентной схемой (рис. 58), которая получается из схемы рис. 57, если пренебречь влиянием L_0.

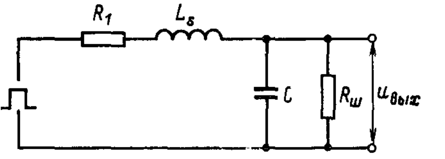


Рис. 58. Эквивалентная схема ИТ для времени нарастания импульса.

Из дифференциального уравнения для этой цепи, описывающего решения в виде $\exp pt$, выражение для корней p характеристического уравнения будет следующим:

$$p_{1,2}=-\left(\frac{R_1}{2L_s}+\frac{1}{2R_ш C}\right)\pm\left[\left(\frac{R_1}{2L_s}+\frac{1}{2R_ш C}\right)^2-\frac{R_1+R_ш}{L_s C R_ш}\right]^{1/2}.$$

Введем следующие параметры:
затухание

$$A=\frac{R_ш}{R_1+R_ш};$$

коэффициент затухания

$$\delta=\left(\frac{R_1}{L_s}+\frac{1}{R_ш C}\right)\frac{T}{4\pi}$$

и период

$$T = 2\pi \sqrt{L_s C A}.$$

Тогда выражение для корней характеристического уравнения может быть представлено в виде

$$p = -\frac{2\pi}{T}\delta \pm j\frac{2\pi}{T}(1-\delta)^{1/2}.$$

При $\delta = 0$ корни являются чисто мнимыми, а реакция представляет собой незатухающую синусоиду с периодом T. При $\delta > 1$ колебаний на выходе не возникает, и реакция обладает апериодическим затуханием. При $\delta < 1$ реакция представляет собой синусоиду, амплитуда которой уменьшается со временем, т. е. представляет собой затухающий колебательный процесс. Критическое демпфирование резонансного контура, образованного индуктивностью рассеяния и шунтирующей емкостью, получается при $\delta = 1$. В этом случае выражение для времени нарастания примет вид:

$$t_\text{ф} = 0,53T = 3,35\sqrt{L_s C A}.$$

При $\delta = 0,7$ выброс на фронте составляет 4% максимального значения импульса. В этом случае

$$t_\text{ф} = 2,2T.$$

Для реальных ИТ коэффициент затухания может находиться в пределах от 0,5 до 1,2.

Таким образом, для импульсов с крутым фронтом L_s и C должны быть небольшимн. Поскольку емкости пересчитываются пропорционально n^2, следует избегать больших коэффициентов трансформации ($n \leqslant 3$). Предпочтение следует отдавать импульсным трансформаторам малых размеров. Увеличение сопротивления нагрузки уменьшает фронт импульса.

г) Плоская вершина импульса

В миниатюрных ИТ спад плоской вершины импульса определяется в основном соотношением индуктивности обмотки трансформатора и активными сопротивлениями первичной R_1 и вторичной R_2 цепей, паразитные параметры не оказывают практически никакого влияния. Эквивалентная схема представлена на рис. 59.

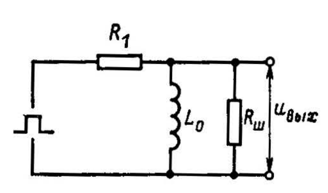


Рис. 59. Эквивалентная схема ИТ для вершины импульса.

Напряжение на выходной обмотке ИТ может быть представлено следующим образом:

$$u(t) = U_m \frac{R_\text{ш}}{R_1 + R_\text{ш}} \exp\left(-\frac{t}{\tau_\text{э}}\right), \tag{167}$$

где

$$\tau_\text{э} = \frac{L(R_1 + R_\text{ш})}{R_1 R_\text{ш}}.$$

Форма импульса будет прямоугольной только в том случае, если длительность импульса $t_и$ будет намного меньше постоянной времени $\tau_э$. Так, при $t_и = 0{,}1\tau_э$ спад плоской части импульса будет около 10%. Если такие требования к форме импульса соответствуют заданным, то из этого условия можно определить минимальную индуктивность и число витков w ИТ:

$$\left.\begin{aligned} t_и &= 0{,}1\tau_э = \frac{L(R_1 + R_ш)}{R_1 R_ш}; \\ L &= \frac{10 t_и R_1 R_ш}{R_1 + R_ш}; \\ w &= \sqrt{\frac{10 t_и R_1 R_ш l}{\mu_\Delta S (R_1 + R_ш)}}. \end{aligned}\right\} \qquad (108)$$

д) Срез импульса и обратный ход

Для этой части импульса эквивалентная схема ИТ примет вид, изображенный на рис. 60. Искажение формы импульса зависит от индуктивности первичной цепи, общей распределенной емкости, пересчитанной в первичную цепь, и сопротивления нагрузки. В этой схеме не имеется независимого источника напряжения и переходный процесс определяется начальными условиями. Предположим, входной импульс стал равен нулю, некоторое количество энергии оказалось запасено в индуктивности L_0. Эта энергия расходуется на сопротивлении нагрузки. Так как разряд проходит через емкость C и сопротивление $R_ш$, то время разряда конечно. Это вызывает задержку среза до достижения импульсом нулевого значения. В течение этого времени конденсатор C заряжается и должен разрядиться через L_0, вызывая изменение полярности $u_{вых}$. Если сопротивление $R_ш$ относительно велико, в то время как потери на других элементах схемы малы, то возможно, что L_0 и C будут непрерывно перезаряжаться и возникнут затухающие колебания определенного периода.

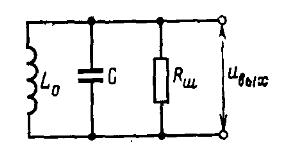


Рис. 60. Эквивалентная схема ИТ для заднего фронта импульса.

7. МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ МИНИАТЮРНЫХ ИТ

а) Измерение тока намагничивания

Измерение тока намагничивания ИТ по существу является повторением проверки импульсной проницаемости сердечника. Методика контроля ИТ аналогична описанной методике контроля сердечника. На рис. 61 приведена структурная схема стенда для проверки ИТ.

С генератора импульсов на обмотку ИТ подается прямоугольный импульс напряжения $U_{вх}$. Остальные обмотки разомкнуты. Последовательно с первичной обмоткой включено измерительное сопротивле-

ние $R_{изм}$. Ток намагничивания определяется с помощью измерения напряжения U_R на сопротивлении $R_{изм}$ с использованием одного из лучей осциллографа:

$$I = \frac{U_R}{R_{изм}}.$$

При этом сначала устанавливаются входное напряжение $U_{вх}$ и длительность импульса $t_и$ заданного значения с использованием второго луча осциллографа. Погрешность измерения определяется

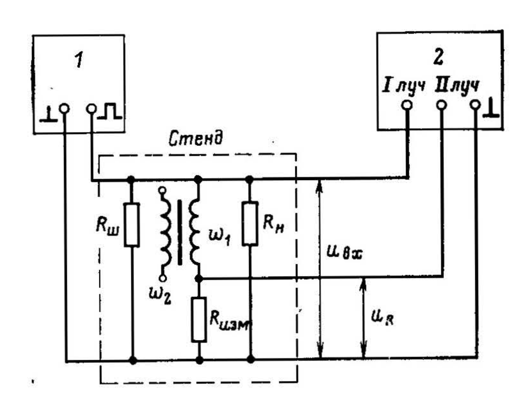


Рис. 61. Схема измерения тока намагничивания ИТ.

1 — генератор импульсов напряжения; 2 — осциллограф.

в основном малой точностью измерения длительности импульса, в результате чего мала и точность установки номинальной площади импульса.

Обычно используется более точный и простой способ измерения с применением интегрирующей цепочки. В этом случае площадь импульса устанавливается пропорциональной амплитудному значению напряжения на конденсаторе (рис. 62), формы напряжений U_R и U_C при правильно выбранных параметрах интегрирующей цепочки аналогичны.

Основное требование к этим параметрам состоит в том, чтобы выдерживалось неравенство

$$t_и \ll R_{инт} C_{инт}.$$

При этом условии

$$U_{вх} t_и = U_C R_{инт} C_{инт}.$$

Относительная погрешность интегрирования тем меньше, чем справедливее выполняется это неравенство. Однако с увеличением $R_{инт} C_{инт}$ уменьшается напряжение U_C, поэтому нужно ограничивать $R_{инт} C_{инт}$ в разумных пределах. При $R_{инт} C_{инт} = 5 t_и$ погрешность интегрирования составляет 0,1.

Предельно допустимое значение $R_{инт}$ (при заданной постоянной времени $R_{инт}C_{инт}$) определяется наименьшей возможной емкостью $C_{инт}$, которая не может быть меньше суммы емкостей монтажа и нагрузочных элементов (например, входной емкости осциллографа). Кроме того, желательно, чтобы $R_{инт}=(0{,}2\div 0{,}5)R_{н}$.

Для уменьшения колебательного процесса и обратного выброса применяют шунтирование входа осциллографа сопротивлением $R_{ш}$ или выхода сопротивлением $R_{н}$. Сопротивление $R_{н}$ не должно быть слишком маленьким, чтобы это не отражалось на спаде плоской

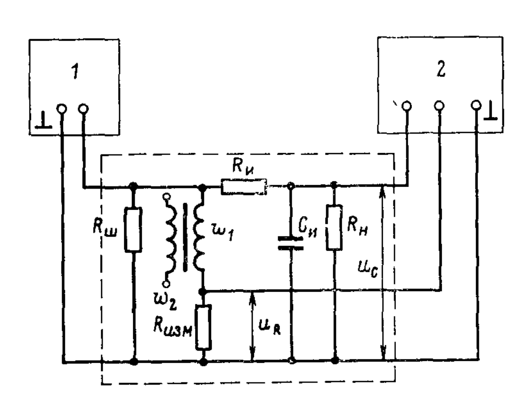


Рис. 62. Схема измерения тока намагничивания ИТ с применением интегрирующей цепочки.

1 — генератор импульсов напряжения; *2* — двухлучевой осциллограф.

части импульса. Сопротивление $R_{изм}$ должно быть минимальным, но таким, чтобы точность калибровки осциллографа позволяла измерить напряжение U_R. В схеме измерения трансформаторов типа И это сопротивление имеет определенное значение в зависимости от числа витков обмотки w_1. Например, при $w_1=6$ витков $R_{изм}=1{,}3$ Ом, а при $w_1=116$ витков $R_{изм}=15$ Ом.

б) Измерение коэффициента трансформации

Методика измерения коэффициента трансформации основана на том, что при разомкнутой вторичной обмотке

$$n=\frac{w_2}{w_1}=k\frac{U_{вых.х.х}}{U_{вх}}, \qquad (169)$$

где k — коэффициент связи между обмотками; $U_{вх}$ и $U_{вых}$ — входное и выходное напряжения соответственно.

Измерение коэффициента с одинаковой степенью точности может производиться как в импульсном, так и в синусоидальном режиме (рис. 63).

Измерение производится следующим образом. Первичная обмотка ИТ подключается к выходу генератора напряжения и ко входу, соответствующему одному из лучей осциллографа, каждая из вторичных обмоток — по очереди ко входу, соответствующему второму лучу осциллографа. Затем устанавливают номинальную площадь импульса с генератора и измеряют напряжение $U_{вых}$. Коэффициент

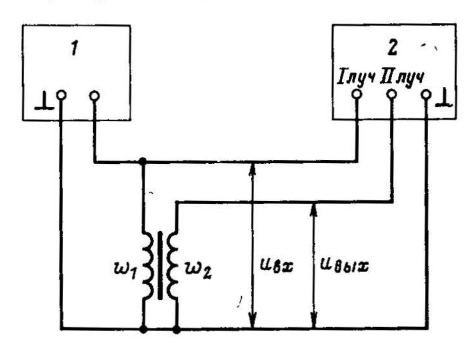


Рис. 63. Схема измерения коэффициента трансформации.

1 — генератор; *2* — осциллограф или вольтметр.

трансформации подсчитывают по (169). Для измерения амплитуды импульсов $U_{вх}$ и $U_{вых}$ можно пользоваться вольтметром вместо осциллографа. Вместо генератора импульсов можно использовать генератор стандартных сигналов.

в) Измерение междуобмоточной емкости и индуктивности рассеяния

Наиболее простой метод испытаний заключается в измерении емкости между первичной и каждой из вторичных обмоток ИТ измерителем индуктивностей и емкостей типа Е12-1 при короткозамкнутых обмотках и отсутствии замыкания между обмотками.

Проверку индуктивности рассеяния можно производить этим же прибором. Наиболее простой и технологичный способ измерения индуктивности рассеяния заключается в следующем. Первичную обмотку ИТ подключают к клеммам прибора и измеряют ее индуктивность при поочередном замыкании одной из вторичных обмоток. Этот способ соответствует схеме замещения ИТ, изображенной на рис. 53, поэтому все расчеты параметров ИТ должны производиться в соответствии с приведенными ранее выражениями для этой схемы.

В миниатюрных импульсных трансформаторах паразитные параметры настолько малы, что трудно обеспечить приемлемую погрешность измерения и устранить всякие наводки. Поэтому возможен метод контроля, при котором производится качественная оценка этих параметров. Амплитуда колебательного процесса на вершине тока намагничивания определяется комплексом паразитных параметров трансформатора. Критическое значение допустимых колебаний может быть зафиксировано выбором и измерением эталонного ИТ.

а) Ряды ИТ типа И, ОСИ, ТИГ, ТИМ, БТИ

Поскольку применяемость миниатюрных ИТ разнообразна, появилась необходимость создания больших серий трансформаторов с разными параметрами, чтобы обеспечить требования различных электронных схем.

За последнее время появилось несколько серий миниатюрных импульсных трансформаторов, которые принято называть рядами ИТ. К иим относятся ряды ИТ типа И, ТИГ, ТИМ и БТИ.

Рассмотрим сначала ряды ИТ типа И.

Все трансформаторы скомплектованы по группам и приведены в табл. 10. Они отличаются между собой коэффициентами трансформации и количеством обмоток, которое колеблется от 2 до 5. Каждая группа содержит до девяти типов трансформаторов. Различие между типами в одной группе состоит в размерах ферритового сердечника, числе витков обмоток (при одном и том же коэффициенте трансформации) и диаметре обмоточного провода.

Электромагнитные параметры одинаковы для одних и тех же порядковых номеров трансформаторов во всех группах. В табл. 11 приведены электромагнитные параметры этих ИТ.

В таблице приняты следующие обозначения:

$t_и$ — номинальная длительность импульса, при которой контролируется ИТ;

U_m — номинальная амплитуда напряжения, при котором контролируется ИТ;

$I_н$ — амплитуда тока намагничивания в первичной обмотке при контроле ИТ;

$H_н$ — напряженность поля намагничивания при контроле ИТ;

$(U_m t_и)_{макс}$ — максимально допустимая (а для ИТ типа И одновременно и номинальная) площадь импульса, соответствующая концу восходящего участка $\Delta B_{ст}(H_{ст})$;

$\Delta B_{ст.макс}$ — перепад индукции, соответствующий максимально допустимой площади импульса;

$H_{и.макс}$ — напряженность поля намагничивания, соответствующая максимально допустимому перепаду индукции;

f — частота повторения импульсов при контроле ИТ;

L_1 — индуктивность первичной обмотки;

w_1 — число витков первичной обмотки.

С увеличением числа витков и размеров сердечника увеличивается максимально допустимая площадь импульса при одном и том же перепаде индукции в сердечнике. Одновременно ток намагничивания ИТ уменьшается от 169—354 мА в первой группе до 6—13 мА в девятой группе обратно пропорционально числу витков, причем напряженность магнитного поля в сердечнике остается одной и той же.

В трансформаторах использовались ферритовые сердечники марки 1100НМИ со следующими параметрами:

1) максимально допустимый перепад индукции $\Delta B_0 = 11$ сТл;

2) проницаемость частного цикла при поле $H_b = 0{,}8$ А/см $\mu_\Delta = 950 \div 1250$;

3) проницаемость частного цикла при поле $H_a = 0{,}4$ А/см $\mu_\Delta = 950 \div 1370$.

Таблица 10

Ряды трансформаторов импульсных типа И

Номер группы	Тип	Размеры сердечника	Число витков	∅ провода	Коэффициент трансформации
1	И-11	—	—	—	5:1
2	И-12	—	—	—	
3	И-13	∅ 7×∅ 4×2	12:2	0,15	
4	И-14	∅ 7×∅ 4×2	21:4	0,13	
5	И-15	∅ 7×∅ 4×4	24:5	0,13	
6	И-16	∅ 7×∅ 4×4	33:7	0,12	
7	И-17	∅ 7×∅ 4×4	54:11	0,12	
8	И-18	∅ 7×∅ 4×6	90:18	0,08	
9	И-19	∅ 10×∅ 6×6	210:42	0,08	
1	И-21	—	—	—	5:2
2	И-22	—	—	—	
3	И-23	∅ 7×∅ 4×2	12:4	0,15	
4	И-24	∅ 7×∅ 4×2	21:8	0,13	
5	И-25	∅ 7×∅ 4×4	24:10	0,13	
6	И-26	∅ 7×∅ 4×4	33:13	0,12	
7	И-27	∅ 7×∅ 4×4	54:22	0,12	
8	И-28	∅ 7×∅ 4×6	90:36	0,08	
9	И-29	∅ 10×∅ 6×6	210:84	0,08	
1	И-31	—	—	—	5:3
2	И-32	—	—	—	
3	И-33	∅ 7×∅ 4×2	12:7	0,15	
4	И-34	∅ 7×∅ 4×2	21:12	0,13	
5	И-35	∅ 7×∅ 4×4	24:15	0,13	
6	И-36	∅ 7×∅ 4×4	33:20	0,12	
7	И-37	∅ 7×∅ 4×4	54:33	0,12	
8	И-38	∅ 7×∅ 4×6	90:54	0,08	
9	И-39	∅ 10×∅ 6×6	210:126	0,08	

Продолжение табл. 10

Номер группы	Тип	Размеры сердечника	Число витков	∅ провода	Коэффициент трансформации
1	И-41	—	—	—	
2	И-42	—	—	—	
3	И-43	∅ 7× ∅ 4×2	12:12	0,15	
4	И-44	∅ 7× ∅ 4×2	21:21	0,13	
5	И-45	∅ 7× ∅ 4×4	24:24	0,13	1:1
6	И-46	∅ 7× ∅ 4×4	33:33	0,12	
7	И-47	∅ 7× ∅ 4×4	54:54	0,12	
8	И-48	∅ 7× ∅ 4×6	90:90	0,08	
9	И-49	∅ 10× ∅ 6×6	210:210	0,08	
1	И-51	—	—	—	
2	И-52	—	—	—	
3	И-53	∅ 7× ∅ 4×2	12:12:12	0,15	
4	И-54	∅ 7× ∅ 4×2	21:21:21	0,13	
5	И-55	∅ 7× ∅ 4×4	24:24:24	0,13	1:1:1
6	И-56	∅ 7× ∅ 4×4	33:33:33	0,12	
7	И-57	∅ 7× ∅ 4×4	54:54:54	0,1	
8	И-58	∅ 10× ∅ 6×4	116:116:116	0,08	
9	И-59	∅ 10× ∅ 6×6	210:210:210	0,08	
1	И-61	∅ 7× ∅ 4×2	6:3,3	0,15	
2	И-62	∅ 7× ∅ 4×2	9:3:3	0,15	
3	И-63	∅ 7× ∅ 4×2	12:4:4	0,15	
4	И-64	∅ 7× ∅ 4×2	21:7:7	0,13	
5	И-65	∅ 7× ∅ 4×4	24:8:8	0,13	3:1:1
6	И-66	∅ 7× ∅ 4×4	33:11:11	0,12	
7	И-67	∅ 7× ∅ 4×4	54:18:18	0,12	
8	И-68	∅ 7× ∅ 4×6	90:30:30	0,08	
9	И-69	∅ 10× ∅ 6×6	210:70:70	0,08	

Номер группы	Тип	Размеры сердечника	Число витков	⌀ провода	Коэффициент трансформации
1	И-71	—	—	—	
2	И-72	—	—	—	
3	И-73	⌀ 7× ⌀ 4×2	12:12:4	0,15	
4	И-74	—	21:21:7	0,13	
5	И-75	⌀ 7× ⌀ 4×4	24:24:8	0,13	3:3:1
6	И-76	—	33:33:11	0,12	
7	И-77	—	54:54:18	0,1	
8	И-78	⌀ 7× ⌀ 4×6	90:90:30	0,08	
9	И-79	⌀ 10× ⌀ 6×6	210:210:70	0,08	
1	И-81	—	—	—	
2	И-82	—	—	—	
3	И-83	⌀ 7× ⌀ 4×2	12:5:2:5	0,15	
4	И-84	—	21:8:4:8	0,13	
5	И-85	⌀ 7× ⌀ 4×4	24:10:5:10	0,13	5:2:1:2
6	И-86	—	33:13:7:13	0,12	
7	И-87	—	54:22:11:22	0,1	
8	И-88	⌀ 7× ⌀ 4×6	90:36:18:36	0,08	
9	И-89	⌀ 10× ⌀ 6×6	210:84:42:84	0,08	
1		—	—	—	
2		—	—	—	
3		—	—	—	
4		—	—	—	
5		—	—	—	
6	И-96	⌀ 7× ⌀ 4×4	33:19:19:12	0,12	5:3:3:2
7		—	—	—	
8		—	—	—	
9		—	—	—	

Номер группы	Тип	Размеры сердечника	Число витков	⌀ провода	Коэффициент трансформации
1		—	—	—	5:5:2:2:1
2		—	—	—	
3		—	—	—	
4		—	—	—	
5		—	—	—	
6	И-106	⌀ 7× ⌀ 4×4	33:33:13:13:6	0,12	
7		—	—	—	
8	И-108	⌀ 10× ⌀ 6×6	95:95:38:38:19	0,08	
9			—	—	
1	И-111	—	—	—	2:2:2:1:1
2	И-112	—	—	—	
3	И-113	⌀ 7× ⌀ 4×2	12:12:12:6:6	0,15	
4	И-114	⌀ 7× ⌀ 4×2	21:21:21:10:10	0,13	
5	И-115	⌀ 7× ⌀ 4×4	24:24:24:12:12	0,12	
6	И-116	⌀ 6× ⌀ 4×4	33:33:33:15:16	0,1	
7	И-117	⌀ 7× ⌀ 4×4	54:54:54:27:27	0,08	
8	И-118	⌀ 10× ⌀ 6×4	116:116:116:58:58	0,08	
9	И-119	⌀ 10× ⌀ 6×6	210:210:210:105:105	0,07	

Во всех группах ИТ типа И сердечник намагничивается на одном и том же рабочем участке зависимости $\Delta B_{ст}(H_{ст})$, соответствующем участку, на котором контролируются параметры сердечника. Начальная точка рабочего участка имеет координаты $H_a=0{,}4$ А/см, $\Delta B_a=4{,}75\div6{,}85$ сТл; конечная точка — $H_b=0{,}8$ А/см, $\Delta B_b=9{,}5\div12{,}5$ сТл. Номинальная площадь импульса соответствует площади импульса, при которой происходит контроль ИТ, и равна максимально допустимой.

Конструктивные параметры показаны на рис. 64.

Обозначение трансформатора состоит из буквы И, что означает импульсный, номер состоит из номера группы трансформатора — первая цифра и порядкового номера в группе — последняя цифра.

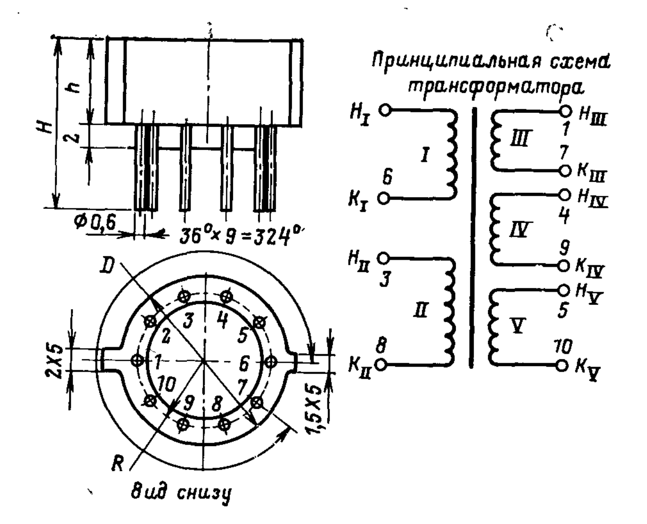
В последние годы разработаны новые ряды миниатюрных трансформаторов. К ним относятся ряды трансформаторов типа ТИГ, ТИМ и БТИ.

Трансформаторы ТИГ предназначены для работы в гибридно-пленочных схемах. Ряды трансформаторов типа ТИГ содержат 66 ги-

Таблица 11

Электромагнитные параметры ИТ типов И и ОСИ

Параметры	$t_и$, мкс										
	0,2	0,2	0,2	0,2	0,4	1	1,1	3,2	4,6	4	7
U_m, В	10	15	20	34	39	21	32	27	27	25	39
$I_н$, мА	170—355	115—246	53—113	46—100	40—88	29,4—64	18—36	10,7—23,4	15,4—30,6	12,7—27,4	6—13
$H_н = H_{н.макс}$, А/см	0,59—1,13	0,605—1,29	0,582—1,25	0,56—1,22	0,56—1,23	0,56—1,23	0,56—1,13	0,56—1,22	0,58—1,18	0,59—1,26	0,5—1,1
$(U_m t_и)_{макс}$, В·мкс	2	3	4	7,8	15,6	21	35,3	86,5	124	100	266
$\Delta B_{макс}$, сТл	11,1	11,1	11,1	10,8	10,8	10,6	10,85	10,7	10,9	10,8	10,8
f, кГц	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
L_1, мкГн	10,6	21	37	104	272	584	1468	7000	5930	5770	28 550
w_1	6	9	12	21	24	33	54	90	95	116	210
Диаметр провода ПЭЛШО, мм	0,15	0,15	0,15	0,13	0,13	0,12	0,12	0,08	0,08	0,08	0,08
Ферритовый сердечник 1100НМИ	7×4×2				7×4×4			7×4×6	10×6×6	10×6×4	10×6×6



Группа трансформаторов	Число действ. обмоток	Обозначение выводов обмоток. Номера действующих выводов обмоток: I	II	III	IV	V
1, 2, 3, 4	2	1-6	3-8			
5, 6, 7	3	1-6	3-8	2-7		
8, 9	4	1-6	3-8	2-7	4-9	
10, 11	5	1-6	3-8	2-7	4-9	5-10

Порядковые номера тр-ра в группе	D	R	H	h
1 2 3 4	15	5,75	13,5	5,5
5 6 7	15	5,75	15,5	7,5
8	15	5,75	17,5	9,5
8	18	7,5	16	8
9	18	7,5	18	10

Рис. 64. Конструктивные параметры импульсных трансформаторов типа И.

Таблица 12

Параметры трансформаторов типа ТИМ

Параметры	$t_и$, мкс											
	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50	100
U_m, В	10	10	10	10	10	15	15	15	15	15	15	15
ΔB, сТл	1,11	2,22	3,7	3,7	7	11,1	19	33,4	33,4	28,8	38,5	42
$I_н$, мА	15	15	15	15	15	20	20	20	20	20	20	20
$H_н$, А/см	0,29	0,37	0,44	0,44	0,59	0,85	1	1,41	1,41	1,39	1,36	2,06
$(U_m t_н)_{макс}$, В·мкс	2,3	3,5	4,5	8	12	80	100	150	300	650	1350	2000
$\Delta B_{макс}$, сТл	12,8	15,5	16,7	15,2	16,8	59	63,5	66,5	66,5	62,5	69,5	56
f, кГц	100	100	100	100	100	30	20	6	3	2	0,6	0,3
L_1, млГн	0,012	0,03	0,06	0,12	0,3	0,75	1,5	3,5	7,5	15	35	75
w_1	20	25	30	30	40	60	70	100	100	130	160	240
Провод	ПЭВТЛК ⌀ 0,06					ПЭВ-2 ⌀ 0,08						
Сердечник	Феррит марки 1500НМ3					Пермаллой марки 68НМП						
	К4×2,5×1,2		К4×2,5×2,4			КЛ6×3×1,5			КЛ6×3×3		КЛ10×5×6	

пономиналов трансформаторов, отличающихся по величине коэффициентов трансформации и электромагнитным параметрам. Трансформаторы этого ряда могут иметь коэффициент трансформации следующей величины — 1 : 1, 2 : 1, 3 : 1, 1 : 1 : 1, 2 : 1 : 1, 2 : 2 : 2, 3 : 1 : 1, 3 : 2 : 1, 3 : 3 : 1. Основные параметры этих трансформаторов приведены в табл. 13.

Ряды трансформаторов импульсных миниатюрных типа ТИМ содержат 257 типономиналов трансформаторов. Различные типы этих трансформаторов могут иметь следующие величины коэффициентов трансформации: 1 : 1, 2 : 1, 3 : 1, 5 : 1, 1 : 1 : 1, 2 : 1 : 1, 3 : 1 : 1, 5 : 1 : 1, 2 : 2 : 1, 3 : 3 : 1, 5 : 5 : 1, 3 : 2 : 1, 5 : 2 : 1, 1 : 1 : 1 : 1, 2 : 2 : 1 : 1, 3 : 1 : 1 : 1, 3 : 3 : 3 : 1, 3 : 3 : 1 : 1, 5 : 2 : 2 : 1, 5 : 3 : 3 : 1, 5 : 3 : 3 : 2. Основные параметры этих трансформаторов приведены в табл. 12.

Таблица 13

Параметры трансформаторов типов БТИ и ТИГ

Параметры	$t_и$, мкс							
	0,2	0,5	0,3	1	1,5	3	5	10
U_m, В	5	5	5	5	5	5	5	5
ΔB, сТл	47,5	7,95	5	6,65	12,5	16,7	20,8	31,4
$I_и$, мА	10	10	10	10	10	10	10	10
$H_н$, А/см	0,77	1,15	0,77	1,15	0,79	1,18	0,96	1,28
$(U_m t_и)_{макс}$, В·мкс	3	7,5	4,5	15	22,5	45	75	150
$\Delta B_{макс}$, сТл	14,2	22,5	15	19,8	37,5	50	62,5	96
$H_{н.макс}$, А/см	2,3	3,45	2,3	3,45	2,4	3,55	2,9	3,85
f, кГц	10	10	10	10	5	5	1	1
L_1, млГн	0,1	0,25	0,15	0,5	0,75	1,5	2,5	5
w_1	60	90	60	90	80	120	120	160
Провод	ПЭВ ⌀ 0,05				ПЭВ-2 ⌀ 0,06			
Сердечник	КЛ3×2×0,7				КЛ4×2,5×1		КЛ5×3×1	

Ряды блоков трансформаторов импульсных типа БТИ имеют плоскую конструкцию с планарными выводами и предназначены для работы с интегральными микросхемами. В одном корпусе (блоке) помещается от двух до четырех трансформаторов. Ряды содержат 67 типономиналов трансформаторов. Различные типы трансформаторов имеют следующие величины коэффициентов трансформации: 1 : 1, 2 : 1, 3 : 1, 1 : 1 : 1, 2 : 1 : 1, 2 : 2 : 1, 3 : 1 : 1, 3 : 2 : 1, 3 : 3 : 1, 3 : 2 : 1, 3 : 3 : 1, 6 : 1 : 1.

Основные параметры приведены в табл. 13.

б) Выбор материала сердечника

Основным требованием, предъявляемым к материалу сердечника ИТ, является высокая импульсная проницаемость при малых длительностях импульса. Это означает, что сердечники должны иметь высокую статическую проницаемость частного цикла и большее значение приведенного сопротивления потерь, которое зависит в основном от величины удельного поверхностного сопротивления материала сердечника. Чем больше величина импульсной проницаемости, тем меньшую величину тока намагничивания и большую величину индуктивности намагничивания по сравнению с величиной индуктивности рассеяния можно получить при том же числе витков.

Другим важным требованием к материалу сердечника является большой перепад индукции. Благодаря большой величине последнего можно передавать без искажений большую вольт-секундную площадь импульса при той же площади сечения сердечника и числе витков.

В миниатюрных ИТ в подавляющем большинстве случаев используются ферритовые и пермаллоевые ленточные сердечники. Статические характеристики пермаллоевых сердечников значительно выше характеристик, разработанных в нашей стране марок ферритовых сердечников. Они обладают высоким перепадом индукции ΔB, в 2—3 раза превышающим перепад индукции ферритовых сердечников, а проницаемость частного цикла в 1,5—2 раза превышает проницаемость ферритов. Ход зависимости $\Delta B_{ст}=f(H_{ст})$ пермаллоевых сердечников на восходящем участке имеет значительно более линейный характер, и эта линейность сохраняется в большем диапазоне полей, чем у ферритовых сердечников. Температурные характеристики пермаллоевых сердечников также выше, чем у ферритовых сердечников. Однако пермаллоевые сердечники имеют значительно меньшее удельное поверхностное электрическое сопротивление материала по сравнению с ферритовыми и, следовательно, значительно большие потери при перемагничивании, т. е. меньшее сопротивление потерь $R_п$.

У большинства ферритовых сердечников приведенное сопротивление потерь не меньше 300 Ом/см, а у пермаллоевых сердечников оно порядка 20—40 Ом/см. Благодаря этому при малых длительностях импульса импульсная проницаемость пермаллоевых сердечников значительно ниже статической проницаемости частного цикла, измеренной при том же перепаде индукции. Начиная с некоторой длительности импульса импульсная проницаемость и перепад индукции пермаллоевого сердечника становятся ниже импульсной проницаемости и перепада индукции ферритового сердечника.

На рис. 65, 66 приведены сравнительные характеристики пермаллоевых сердечников марки 38НКМП размера 5×3×1, применяемых в импульсных трансформаторах типа БТИ, и ферритовых сердечников марки 1100НМИ размера 7×4×2, применяемых в импульсных трансформаторах типа И при малой ($t_и=0,2$ мкс) и большой ($t_и=$ $=3$ мкс) длительностях импульса.

Рассматривая характеристики на рис. 65, можно отметить еще ряд преимуществ пермаллоевых сердечников при больших длительностях импульса. Максимум проницаемости частного цикла не имеет такого резкого спада с увеличением перепада и ндукции, как у ферритовых сердечников, и приходится на довольно значительные величины перепада индукции. Максимум $\mu_{\Delta макс}=1900$ пермаллоевого

сердечника при $t_и=3$ мкс наблюдается при $\Delta B=23$ сТл и $H=0{,}96$ А/см, в то время как у ферритового сердечника $\mu_{\Delta\ макс}=1800$ наблюдается при $\Delta B=6{,}3$ сТл и $H=0{,}25$ А/см. Для того чтобы получить больший перепад индукции в ферритовых сердечниках, их приходится использовать в режимах, не соответствующих максимуму проницаемости.

При длительности импульса $t_и<1$ мкс импульсные характеристики ферритовых сердечников выше характеристик пермаллоевых сердечников (рис. 66, 67). С дальнейшим уменьшением длительности импульса характеристики пермаллоевых сердечников ухудшаются все более резко, а характеристики ферритовых сердечников остаются постоянными до длительности $t_и=0{,}1$ мкс для марганцевых ферритов с $\mu_\Delta\leqslant 2000$ и до значительно меньших длительностей для никель-цинковых ферритов с высоким удельным поверхностным сопротивлением.

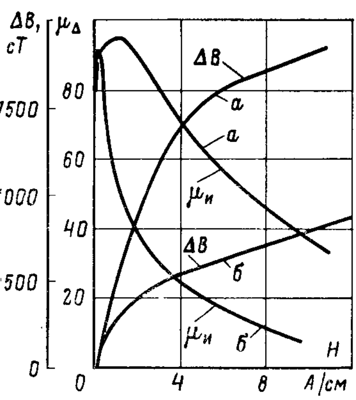


Рис. 65. Сравнение характеристик $\Delta B=f(H)$ и $\mu_и=f(H)$ при длительности импульса $t_и=3$ мкс.

Кривая *а* — пермаллоевый сердечник 38НКМП; кривая *б* — ферритовый сердечник 1100НМИ.

Таким образом, целесообразность применения того или другого материала в качестве сердечника ИТ определяется в основном диапазоном рабочих длительностей.

Малое сопротивление потерь в пермаллоевых сердечниках является причиной ограничения их использования при высоких частотах повторения импульсов. Как было показано в § 2, с уменьшением приведенного сопротивления потерь увеличивается энергия, рассеиваемая в сердечнике, в результате чего сердечник саморазогревается. К числу положительных качеств пермаллоевых сердечников следует отнести отсутствие влияния предыстории, что достигается с помощью их отжига в поперечном магнитном поле.

К сожалению, технология изготовления ферритовых сердечников для импульсных трансформаторов за последнее десятилетие не модернизировалась. За это время не появилось новых марок ферритов и не дорабатывалась технология изготовления старых марок, не появилось необходимых сейчас миниатюрных сердечников, име-

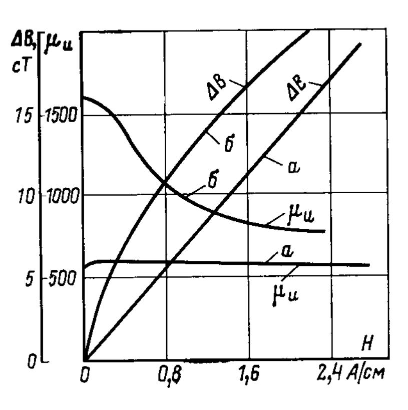


Рис. 66. Сравнение характеристик $\Delta B=f(H)$ и $\mu_и=f(H)$ при длительности импульса $t_и=0{,}2$ мкс.

а — пермаллоевый сердечник 38НКМП; *б* — ферритовый сердечник 38НКМП.

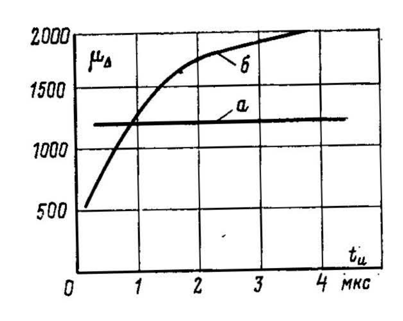


Рис. 67. Сравнение зависимостей $\mu_и = f(t_и)$.

Кривая *а* — пермаллоевый сердечник марки 38НКМП; кривая *б* — ферритовый сердечник марки 1100НМИ.

ющих внешний диаметр меньше 5 мм.

В то же время за рубежом ферритовые сердечники находят широкое применение. В наносекундных ИТ используются ферритовые сердечники с внешним диаметром 3 мм [10]. Есть сведения, что в некоторых типах ИТ применяются ферритовые сердечники с проницаемостью до 10 000 [25].

Одним из преимуществ ферритовых сердечников является их низкая стоимость по сравнению со стоимостью пермаллоевых сердечников.

в) Проектирование рядов ИТ

При проектировании рядов ИТ обычно исходными параметрами являются длительность импульса, напряжение и максимальная площадь импульса. Эти параметры выбираются в соответствии с требованиями той системы радиоэлементов, для применения в которой они предназначаются. Так, ряды ИТ типа И предназначены для работы в электронных схемах на полупроводниковых элементах. Эти схемы могут работать при различных питающих напряжениях от 10 до 40 В. Поэтому в рядах этих ИТ имеется несколько номиналов амплитуд напряжения и несколько номиналов длительностей импульсов. Ряды ИТ типа БТИ предназначены для работы с интегральными микросхемами. Микросхемы в основном работают при питающих напряжениях, не превышающих 5 В. Соответственно ИТ типа БТИ имеют только один номинал напряжения и несколько номиналов длительностей импульса.

Основной задачей проектирования является получение максимально возможной площади передаваемых $U_m t_и$ импульсов при минимальных значениях амплитуды тока намагничивания $I_н$, паразитной емкости обмотки $C_п$ и индуктивности рассеяния L_s. Приведем еще раз полученные ранее выражения для их определения

$$U_m t_и = \Delta B w S;$$

$$I_н = \frac{\Delta B D}{\mu_н \mu_0 w};$$

$$L_s = \frac{\mu_0 w^2 S_1}{h}\left(\Delta + \frac{\varepsilon a}{3}\right);$$

$$C_п = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 S_1 h}{\Delta},$$

где ΔB — перепад индукции; w — число витков обмотки; D — средний диаметр сердечника; $\mu_и$ — импульсная проницаемость; μ_0 — магнитная постоянная; S_1 — периметр обмотки; Δ — расстояние между

слоями (толщина изоляции провода); a — толщина слоя обмотки (диаметр провода); ε — диэлектрическая проницаемость изоляции; h — длина обмотки (высота катушки).

Анализируя эти выражения, можно прийти к следующим выводам.

Для получения большой площади передаваемого импульса нужно использовать сердечник с большим перепадом индукции, числом витков и площадью сечения.

Ток намагничивания сердечника уменьшается с уменьшением перепада индукции, среднего диаметра сердечника и увеличением числа витков обмотки и импульсной проницаемости сердечника.

Таким образом, для увеличения площади передаваемого импульса и уменьшения тока намагничивания требуется увеличивать число витков обмотки. Требования к перепаду индукции противоречивы. Однако при проектировании ИТ все же надо использовать сердечники с высоким перепадом индукции, а уменьшение тока намагничивания получать за счет увеличения импульсной проницаемости сердечника. Тем более, что обычно сердечники с высоким перепадом индукции имеют и высокую проницаемость. Паразитная емкость уменьшается с уменьшением числа витков обмотки, диэлектрической проницаемости изоляции, длины обмотки (намотка в виде сектора), площади сечения сердечника и с увеличением толщины изоляции провода.

Индуктивность рассеяния уменьшается с уменьшением числа витков, площади поперечного сечения сердечника, расстояния между обмотками (в частности, с уменьшением толщины изоляции проводов), диаметра провода и увеличением длины обмотки (распределения обмотки по всему диаметру сердечника).

Таким образом, одна часть требований к уменьшению паразитной емкости и индуктивности рассеяния совпадает. Для уменьшения последних нужно уменьшать число витков обмотки и площадь поперечного сечения сердечника. Другая часть требований противоположна. Для уменьшения индуктивности рассеяния требуется уменьшить толщину изоляции провода и увеличить длину обмотки, а для уменьшения емкости — наоборот.

Была подробно описана методика расчета $U_m t_и$ и $I_н$ по известным характеристикам сердечников. К этому можно добавить, что если сердечники проходят контроль в соответствии с комплексом перечисленных параметров, то расчет $U_m t_и$ и $I_н$ может быть произведен достаточно точно.

Паразитные параметры миниатюрных ИТ, к сожалению, не поддаются расчету. Это объясняется тем, что соблюсти все те правила намотки, которые приняты в мощных ИТ, здесь невозможно. Малые габариты сердечника не позволяют точно выдержать такие параметры, как периметр обмотки, расстояние между слоями, толщину слоя обмотки, длину обмотки. Поэтому получение минимально возможных паразитных параметров производится экспериментально методом последовательных приближений с учетом основных закономерностей, описанных ранее. Порядок проектирования ИТ следующий.

1. Выбираются марка и материал сердечника. Предпочтение отдается сердечнику, который имеет максимальный перепад индукции и максимальную импульсную проницаемость при заданной длительности импульса в заданном диапазоне температур.

2. Выбирается размер сердечника. Здесь стремятся получить минимальный объем катушки трансформатора, учитывая стандартную

номенклатуру типоразмеров сердечников. Лучшие параметры ИТ обеспечиваются при относительно малых значениях среднего диаметра. Увеличение площади сечения сердечника позволяет получить ту же площадь импульса при меньшем числе витков, а следовательно, уменьшить паразитные параметры, но тогда получается больший периметр обмотки, что увеличивает паразитные параметры. Поскольку паразитные параметры растут пропорционально квадрату числа витков, выгоднее все же иметь большую площадь сердечника. Если позволяют габариты трансформатора, целесообразно составлять сердечники по высоте.

3. Рассчитывается необходимое число витков для получения заданной площади импульса для двух-трех предполагаемых типоразмеров сердечника.

4. Выбираются диаметр и марка провода. Здесь ищут компромиссное решение между несколькими противоречивыми требованиями. С одной стороны, провод большого диаметра имеет меньшее активное сопротивление обмотки; с другой стороны, с увеличением диаметра провода увеличиваются индуктивность рассеяния и габариты катушки. Провод очень малого диаметра может саморазогреваться, если действующий ток намагничивания велик. Малая толщина изоляции провода уменьшает индуктивность рассеяния, увеличивает паразитную емкость и увеличивает количество точечных повреждений провода, которые ведут к короткому замыканию обмоток. Увеличение толщины изоляции ведет к увеличению габаритов катушки ИТ.

Учитывая в первую очередь механические требования и требования к миниатюризации габаритов ИТ, обычно используется провод малого диаметра с улучшенной изоляцией. Уменьшение диаметра провода ограничивается в основном технологичностью намотки и действующим током намагничивания

$$I_{\text{действ}} = \frac{I_{\text{имп}}}{\sqrt{Q}},$$

где Q — скважность импульсов.

Требования к миниатюризации в ИТ типа И не были слишком жесткими. Это позволило применить провод ПЭЛШО, изоляция которого наиболее прочная и толстая. Разработчики ИТ для интегральных схем не имели такой возможности. В этих ИТ используется провод ПЭВ-2.

5. Экспериментальное получение минимума паразитных параметров. Если требования к фронту импульса высоки, то необходимо исследовать возможность получения минимальных паразитных параметров. Для этого производят измерение L_s и C_n катушек, намотанных различным образом:

1) на сердечниках большего и меньшего размера с соответственно меньшим (меньшими паразитными параметрами) и большим числом витков (большими паразитными параметрами);

2) намотанных скрученными проводами для уменьшения индуктивности рассеяния с использованием провода с толстой изоляцией для уменьшения емкости;

3) намотанных проводов с более тонкой изоляцией, что уменьшает индуктивность рассеяния, внавал, что уменьшает емкость;

4) намотанных секционно, что резко снижает паразитную емкость и увеличивает индуктивность рассеяния.

На практике выбор размеров сердечника и витковых данных в миниатюрных ИТ часто определяется получением минимальных га-

баритов катушки. Тогда размеры сердечника выбираются такими, чтобы в его окне разместилось число витков, обеспечивающее необходимую индуктивность. Намотка одинакового числа витков различных обмоток производится в два провода или скрученным проводом. Намотка обмоток с разным числом витков может производится многожильным проводом с перемычками.

При проектировании рядов ИТ используют один и тот же сердечник для нескольких типов трансформаторов. Так, сердечник размера 7×4×2 используется в 20 типах ИТ типа И с $w_1=6$; 9; 12; 21, различным числом обмоток и коэффициентами трансформации. Это вызвано требованиями к упрощеиию технологии изготовления. В трансформаторах с одинаковым размером сердечника используются одни и те же корпуса, выводы, поролоновые прокладки. Благодаря этому уменьшается ассортимент технологической оснастки, используемой для изготовения ИТ. Так, для изготовления 68 типов ИТ типа И используется только пять типоразмеров корпусов и соответственно столько же типов оснастки.

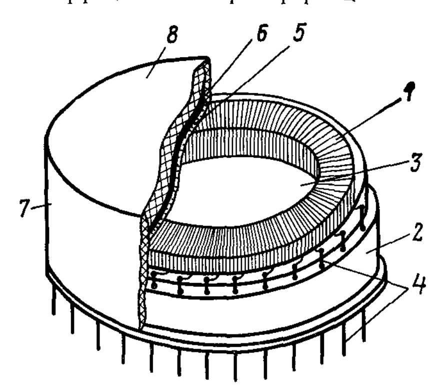


Рис. 68. Конструкция ИТ типа И.

Конструкция импульсных трансформаторов типа И представлена на рис. 68. Катушка с сердечником *1* установлена на основании корпуса *2*. Между катушкой и дном основания имеется поролоновая прокладка *3*. В пластмассовом основании запрессованы выводы трансформатора из медной луженой проволоки *4*. К верхней части этих выводов припаяны концы обмоток катушки. Сверху катушка покрыта поролоновой прокладкой *5* и закрыта пластмассовой крышкой *6*, на основание надевается колпачок, выполненный в виде цилиндра *7*, сверху трансформатор залит эпоксидной смолой *8*.

Технология изготовления состоит в следующем. На нескольких технологических участках одновременно изготовляются основные детали трансформатора. Нарезаются выводы, запрессовываются в основание, нарезаются поролоновые прокладки и крышки, прессуются колпачки, наматываются катушки.

Намотка катушек производится следующим образом. Перед намоткой ферритовые сердечники склеиваются клеем БФ-4 и покрываются лаком КФ-965. Намотка катушек производится в одну сторону виток к витку по внутреннему и равномерно по внешнему диаметру. Допускается перекрещивание и перехлестывание отдельных витков. Намотка катушек с одинаковым числом витков производится одновременно в два провода. Сначала наматывается обмотка с наименьшим числом витков. Концы одной обмотки выводятся на противоположные стороны по диаметру сердечника. Намотка нескольких обмоток производится с учетом получения наикратчайшего расстояния концов от соответствующих выводов трансформатора, на которые они распаиваются. Крайние витки катушек закрепляются путем

захлестывания последнего витка с предпоследним или стеклолакотканью ЛСКЛ-0,12.

На дно основания трансформатора приклеивается поролоновая прокладка, к которой в свою очередь приклеивается катушка с сердечником. Концы катушек распаиваются на выводы трансформатора. К крышке трансформатора приклеивается поролоновая прокладка. Крышка приклеивается к основанию поверх катушки, предохраняя, таким образом, последнюю от попадания эпоксидной смолы. Затем на основание надевают пластмассовый колпачок и верхнюю часть заливают эпоксидной смолой. Смола обволакивает крышку трансформатора и проникает в зазор между колпачком и основанием трансформатора, обеспечивая герметизацию катушки и жесткое соединение корпусных деталей.

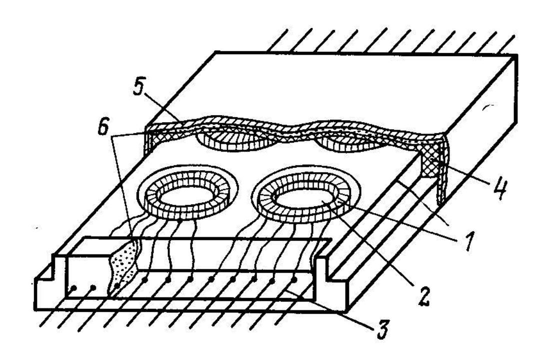


Рис. 69. Конструкция ИТ типа БТИ.

Конструкция блоков трансформаторов типа БТИ представлена на рис. 69. Катушки с сердечниками *1* приклеены ко дну основания трансформатора *2*. В основание запрессованы выводы *3*. К основанию приклеена крышка *4*. Вся конструкция помещена в металлический корпус *5* и защищена герметизирующим компаундом *6*.

г) Вопросы использования ИТ в электронных схемах

Назначение миниатюрных ИТ в полупроводниковых схемах очень разнообразно:

а) изменять амплитуду импульсов;

б) согласовывать сопротивление источника сигнала и нагрузки;

в) изолировать цепи источника сигнала и нагрузки по постоянному току;

г) изменять полярность импульсов;

д) распределять информацию по нескольким каналам путем использования ряда вторичных обмоток;

е) формировать импульсы;

ж) создавать обратную связь.

К числу типовых полупроводниковых схем можно отнести импульсный усилитель с трансформаторной связью между каскадами и трансформаторным выходом, причем обычно ИТ включается последовательно в коллекторную цепь транзистора, формирователи

импульсов, блокинг-генераторы, импульсно-потенциальные схемы, которые, например, могут осуществлять связь и согласование между источником импульсов и нагрузкой, регулировать режим транзистора и диода, различные логические элементы.

Описание полупроводниковых схем, в которых используются ИТ, хорошо освещено в ряде работ по импульсной технике и импульсным полупроводниковым схемам [4, 16, 35]. Поэтому далее будут рассмотрены только некоторые вопросы выбора типа трансформатора в ряду ИТ в соответствии с параметрами электронной схемы. Любую схему с использованием ИТ можно представить в виде схемы замещения, в которой первичная обмотка трансформатора соединена с источником импульсов, который имеет определенное внутреннее сопротивление R_i и емкость C_i, а вторичная обмотка соединена с нагрузочной схемой, у которой также имеются сопротивление $R_н$ и емкость $C_н$ нагрузки, причем в большинстве случаев сопротивления R_i и $R_н$ нелинейно изменяются с изменением тока или напряжения в цепи. Импульсный трансформатор должен выбираться в соответствии с требованиями той электронной схемы, для которой он предназначается. Сначала устанавливается требуемая индуктивность, при которой спад вершины импульса λ не превышает 5—10%:

$$L = \frac{t_и (R_i + r_i)(r'_2 + R'_н)}{\lambda (R_i + r_i + r'_2 + R'_н)} \approx \frac{t_и R_i R'_н}{\lambda (R_i + R'_н)},$$

где r_1 и r_2 — активное сопротивление обмоток ИТ.

Далее приводятся в соответствие параметры U_m и $t_и$, требуемые в разрабатываемой схеме и имеющиеся по ТУ на ИТ с нужной индуктивностью. Если имеется запас по скважности импульсов, то увеличение длительности импульса $t_и$ и пропорциональное уменьшение амплитуды напряжения U_m по сравнению с номинальной не приведут к ухудшению параметров ИТ. Здесь ожидается лишь небольшое уменьшение тока намагничивания ИТ по сравнению с номинальными. Обратное отступление от номинальных значений U_m и $t_и$, когда $t_и$ выбирается меньшим, чем указано в техдокументации, может привести к резкому росту тока намагничивания в связи с увеличением потерь в сердечнике. В обоих случаях недопустимо, чтобы рабочая площадь импульса превышала номинальную, так как иначе сердечник ИТ может войти в область насыщения.

При использовании ИТ следует учитывать, что на параметры трансформируемого импульса оказывают влияние не только параметры самого трансформатора, но и параметры схемы, в которой он используется.

Так как практически все импульсные источники, когда они работают непосредственно на активную нагрузку, имеют конечное значение фронта, то время фронта выходного импульса схемы, использующей практический импульсный источник и импульсный трансформатор, приблизительно определяется следующим выражением [12]:

$$t_{ф.вых} \approx \sqrt{t^2_{фi} + t^2_{ф.и.т}},$$

где $t_{ф.вых}$ — длительность фронта выходного импульса ИТ; $t_{фi}$ — длительность фронта источника; $t_{ф.и.т}$ — длительность фронта импульсного трансформатора, когда источник имеет нулевой фронт.

С целью получения более короткой длительности фронта импульса не следует применять большие повышающие коэффициенты

трансформации. Повышение напряжения в n раз может быть получено только за счет увеличения длительности нарастания в n раз, так как нагрузочная и междуобмоточная емкости умножаются при этом на n^2, а $t_ф$ изменяется пропорционально $C^{1/2}$.

Следует учитывать, что в повышающих трансформаторах емкость первичной цепи C_1 много меньше емкости вторичной цепи C_2, а для понижающих, наоборот, $C_1 \gg C_2$. Обе паразитные емкости могут быть объединены в одну суммарную эквивалентную емкость, которая располагается в эквивалентной схеме на месте подключения наибольшей.

Для уменьшения колебательного процесса на вершине импульса и выброса на фронте необходимо согласовывать волновое сопротивление ИТ с параметрами схемы.

Понятие о волновом сопротивлении целесообразнее относить к цепи с распределенными параметрами. Обмотки сердечника представляют собой два длинных параллельных провода, свернутых в два концентрических цилиндра, окружность которых гораздо больше расстояния между ними. По этим проводам распространяется электромагнитная волна. Волновое сопротивление обмотки ИТ определяется выражением

$$\rho = \sqrt{\frac{L_s}{C_0}}.$$

Чем меньшее количество энергии запасается в индуктивности рассеяния L_s и распределенной емкости C_0, тем меньше амплитуда колебательного процесса. Этот минимум определяется условием

$$\sqrt{\frac{L_s}{C_0}} = R_н$$

для случая согласованной нагрузки $R_1 = R_2$.

В общем случае рекомендуется выдерживать соотношение [7]:

$$L_s = R_1 R_2 C_2.$$

Длительность фронта импульса определяется не только параметрами ИТ, но и параметрами схемы:

$$t_ф = 3,35\sqrt{L_s C_2 A}.$$

В этом выражении C_2 определяется не только собственной емкостью трансформатора, но и емкостью источника питания и нагрузки. Коэффициент ослабления A определяется активным сопротивлением первичной и вторичной цепей ИТ. С уменьшением $R_н$ длительность фронта уменьшается, а с уменьшением R_i, наоборот, увеличивается.

При работе на высоких частотах надо учитывать, что ИТ может саморазогреваться. Существует ряд специфических применений ИТ. Так, при использовании ИТ в балансных схемах ЗУ приходится учитывать распределенные параметры. В трансформаторах БТИ-67 для стабилизации индуктивности рассеяния и распределенной емкости две входные обмотки выполнены скрученным проводом, а вторичная обмотка распределена равномерно по диаметру сердечника и концы ее выведены на диаметрально противоположную сторону по отношению к концам первичных обмоток.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ионов И. П., Пирогов А. И., Шамаев Ю. М.** Кольцевой ферритовый сердечник как элемент схемы импульсного трансформатора. — В кн.: Теоретическая электротехника. Республиканский межведомств. науч.-техн. сборник, вып. 1, Изд-во Львовского университета, 1966, с. 148—154.

2. **Ионов И. П.** Кольцевые магнитные сердечники с непрямоугольной петлей гистерезиса для малогабаритных импульсных трансформаторов. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1967. 200 с.

3. **Пирогов А. И., Шамаев Ю. М.** Магнитные сердечники в автоматике и вычислительной технике. М., «Энергия», 1967. 272 с.

4. **Ионов И. П.** Магнитные элементы дискретного действия. М., «Высшая школа», 1968. 280 с.

5. **Шольц Н. Н., Пискарев К. А.** Ферриты для радиочастот. М.—Л., «Энергия», 1966. 258 с.

6. **Горбунов Н. Д., Матвеев Г. А.** Ферриты и магнитодиэлектрики. М., «Советское радио», 1968. 175 с.

7. **Ицхоки Я. С.** Импульсные трансформаторы. М., 1950. 745 с.

8. **Glasol G. N., Lebacoz J. V.** Pulse generators. New York—London. McGraw-Hill Book Company, INC, 1965. 742 p.

9. **Основы теории цепей.** М.—Л. «Энергия», 1965, 444 с. — Авт.: Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов.

10. **Мейлинг В., Стари Ф.** Наносекундная импульсная техника. М., Атомиздат, 1973. 383 с.

11. **Марквардт Е. Г.** Электромагнитные расчеты трансформаторов. М.—Л., ГОНТИ, Редакция энергетической литературы, 1938. 136 с.

12. **Норденберг Г. М.** Трансформаторы для радиоэлектронной аппаратуры. Л., «Энергия», 1970. 239 с.

13. **Бозорт Р.** Ферромагнетизм. М., ИЛ. 1956, 784 с.

14. **Поливанов К. М.** Ферромагнетики. М.—Л., Госэнергоиздат, 1957. 156 с.

15. **Нитсон П.** Анализ и расчет ферритовых цифровых элементов. М., «Энергия», 1967, с. 15—18.

16. **Балашов Е. П.** Проектирование магнитных элементов и устройств электронных вычислительных машин. М., «Высшая школа», 1966. 344 с.

17. **Ицхоки М. С.** Импульсные устройства. М., «Советское радио», 1959. 728 с.

18. **Смит Я., Вейн Х. Х.** Ферриты. М., ИЛ, 1962. 504 с.

19. **Вдовин С. С.** Проектирование импульсных трансформаторов. Л., «Энергия», 1971. 147 с.

20. **Чепурнов С. И.** Автомат 103-ф для разбраковки ферритовых сердечников. — «Обмен опытом в радиопромышленности», 1964, № 1.

21. **Ионов И. П., Пирогов А. И.** Методы контроля статических и динамических свойств кольцевых сердечников с НПГ. — «Доклады научно-технической конференции по итогам НИР за 1966—1967 гг. Секция автоматики, вычислительной и измерительной техники, подсекция ИЭФ». Изд. МЭИ, 1967.

22. **Ионов И. П., Никонова О. С.** Особенности контроля кольцевых магнитных сердечников из металлической ленты, применяемых в импульсных трансформаторах малой мощности. — «Доклады научно-технической конференции по итогам НИР за 1968—1969 гг. Секция автоматики, вычислительной и измерительной техники, подсекция ИЭФ». Изд. МЭИ, 1969.

23. **Рабкин Л. И.** Высокочастотные ферромагнетики. М., Физматгиз, 1960. 528 с.

24. **Катков Н. Г.** Ферриты в импульсном режиме. — «Известия АН СССР. Серия физическая», 1954, т. XVIII, № 4.

25. **Snelling E. C.** Ferrites for limar applications. IEEE Spectrum, January — February 1972, p. 42—51, p. 26—30.

26. **Балбашова Н. Б.** О связи электромагнитных параметров трансформаторов с параметрами ферритовых сердечников. — «Доклад на XIII Всесоюзном совещании по магнитным элементам автоматики и вычислительной техники». Минск, 1970.

27. **Дроботов Ю. В., Терентьева Л. С.** Исследование импульсных магнитных свойств ферритов с НПГ. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. XII», 1967, вып. 17.

28. **Дроботов Ю. В.** Расчет и анализ цепи с сердечником из феррита с НПГ. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. XII», 1967, вып. 7.

29. **Дроботов Ю. В., Терентьева Л. С.** К вопросу о выборе рабочего режима сердечников из феррита с НПГ для ПЗУ. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. XII», 1967, вып. 18.

30. **Балбашова Н. Б.** Анализ некоторых характеристик ферритовых сердечников с НПГ и методы их контроля. — «Электронная техника. Сер. 7», 1971, вып. 4(31), с. 18—31.

31. **Балбашова Н. Б.** Определение граничных значений поля намагничивания импульсных трансформаторов по характеристикам ферритовых сердечников с НПГ. — «Электронная техника. Сер. 7», 1971, вып. 2(29), с. 89—100.

32. **Петров Г. Н.** Трансформаторы. Т. 1. Л., Энергоиздат, 1934. 446 с.

33. **Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А.** Расчет индуктивностей. Л., «Энергия», 1970. 416 с.

34. **Миллман Я., Тауб Г.** Импульсные и цифровые устройства. М.—Л., Госэнергоиздат, 1960. 416 с.

35. **Ицхоки Л. С., Овчинников Н. И.** Импульсные и цифровые устройства. М., «Советское радио», 1973. 591 с.

36. **Bardeen J., Brattain W. H.** Physical principles involved in transistor action. — «Phys. Rev.», July 1949, vol. 75, p. 230—231.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие 3

Глава первая. **Ферритовые сердечники с непрямоугольной петлей гистерезиса** 4

1. Электромагнитные процессы перемагничивания сердечника импульсного трансформатора в статическом режиме 4
   - а) Перемагничивание ферритового сердечника с НПГ на частном несимметричном цикле гистерезиса . . 4
   - б) Температурные характеристики ферритовых сердечников с НПГ 8
   - в) Выбор режима работы и контроля сердечников для импульсных трансформаторов 13
   - г) Параметры ферритового сердечника с НПГ в режиме однополярного намагничивания 14
   - д) Расчет поля намагничивания сердечника при заданном перепаде индукции с учетом разброса характеристик сердечников, измеренных при заданном поле 19
   - е) Статические характеристики ферритовых сердечников с НПГ при наличии зазора 23
2. Переходные процессы намагничивания сердечника в импульсном режиме 30
   - а) Схема замещения ферритового сердечника с НПГ при работе в импульсном режиме 30
   - б) Общий случай намагничивания ферритовых сердечников с НПГ от источника с конечным значением внутреннего сопротивления 33
   - в) Намагничивание ферритовых сердечников в режиме воздействия импульсов напряжения 35
   - г) Намагничивание ферритовых сердечников с НПГ в режиме воздействия прямоугольных импульсов тока 39
   - д) Намагничивание ферритовых сердечников с НПГ импульсом напряжения неидеально прямоугольной формы 41
   - е) Намагничивание ферритового сердечника с НПГ импульсом тока неидеально прямоугольной формы . . 46
   - ж) Потери энергии в ферритовом сердечнике с НПГ при однополярном намагничивании 50
   - з) Нагревание сердечника с НПГ при намагничивании и предельная частота работы 53
   - и) Параметры сердечника импульсного трансформатора 56
3. Методы контроля ферритовых сердечников с НПГ . . 57

а) Контроль статических характеристик сердечника при перемагничивании на частном несимметричном цикле . . . 57
б) Контроль статических и импульсных характеристик сердечников при перемагничивании импульсами напряжения 58
в) Влияние неидеально прямоугольной формы импульсов напряжения и конечного значения внутреннего сопротивления генератора на точность измерения параметров сердечников 63
г) Применение интегрирующей цепочки для увеличения точности измерений 66
д) Автоматический контроль проницаемости частного цикла сердечников 68
е) Методика производственного контроля сердечников марки 1100НМИ и 350ННИ 71

Глава вторая. **Миниатюрные импульсные трансформаторы** 72

4. Электромагнитные параметры ИТ 72
а) Общие требования к параметрам ИТ 72
б) Расчет тока намагничивания трансформатора с учетом разброса параметров сердечников в диапазоне температур 73
в) Расчет максимально допустимой площади передаваемых импульсов и частоты их повторения . . . 75
5. Расчет переходного процесса в цепи ИТ с учетом потоков рассеяния по принципиальной и эквивалентной схемам 76
а) Расчет переходного процесса в цепи ИТ . . . 76
б) Физическая сущность индуктивности рассеяния и взаимосвязь способа ее определения с выбором эквивалентной схемы замещения трансформаторной цепи 82
в) Расчет переходного процесса в цепи, содержащей различные эквивалентные схемы замещения трансформатора 85
г) Экспериментальное исследование индуктивности рассеяния разновитковых обмоток 88
6. Расчет переходного процесса в цепи ИТ с учетом всех паразитных параметров 91
а) Паразитные параметры ИТ 91
б) Полная эквивалентная схема ИТ 92
в) Процесс нарастания фронта импульса 93
г) Плоская вершина импульса 94
д) Срез импульса и обратный ход 95
7. Методы контроля миниатюрных ИТ 95
а) Измерение тока намагничивания 95
б) Измерение коэффициента трансформации . . . 97
в) Измерение междуобмоточной емкости и индуктивности рассеяния 98
8. Вопросы конструирования и применения ИТ . . . 99
а) Ряды ИТ типа И, ОСИ, ТИГ, ТИМ, БТИ . . . 99
б) Выбор материала сердечника 108
в) Проектирование рядов ИТ 110
г) Вопросы использования ИТ в электронных схемах 114
Список литературы 117